



3

Manual
de
utilizare

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

AUTOMATICA

ELECTRONICA

SERIA PRACTICĂ

INFORMATICA

MANAGEMENT



5941

M. BODEA (Coordonator)
A. VĂTĂȘESCU (Coordonator)
N. MARINESCU
A. SEGAL
R. RÂPEANU
S. PUCHIANU
V. GHEORGHIU

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

**Manual de utilizare
vol. III**



303761

B.C.U. IASI



**Editura Tehnică
București — 1984**

Seria Practică

- Automatică
- Informatică
- Electronică
- Management

- M. K. Starr: Conducerea producției. Sisteme și sinteze
E. Crăciunoiu ș.a.: Elemente de execuție
A. Vlădescu ș.a.: Radioreceptoare
M. Mayer, G. Mollgen: Tiristoarele în practică vol. I și II.
L. Zamfirescu și I. Oprescu: Automatizarea cuptoarelor industriale
I. Papadache: Automatica aplicată. Ediția I și a II-a
Șt. Alexandru: Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
Lisicikin V. A.: Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriale
G. Raymond: Tehnica televiziunii în culori
J. J. Samuelli, ș.a.: Instrumentația electronică în fizica nucleară
T. Homoș: Capacitatea de producție în construcția de mașini
S. Radu, D. Filoti: Centrale telefonice automate
M. Bodea ș.a.: Tranzistoare cu efect de câmp
D. N. Șapiro: Proiectarea radioreceptoarelor
V. Antonescu, M. Popovici: Ghid pentru controlul statistic al calității
V. Baltac ș.a.: Calculatorul FELIX C-256. Structură și programare
G. Sonea, Sileșchi M.: Creșterea planificată a productivității muncii
R. L. Moriss: Proiectarea cu circuite integrate TTL
A. Brilliantov: Calculul și construcția televizoarelor portabile
Kaoru Ishikawa: Controlul de calitate pentru mașini și șefi de echipe
Magnus Radke: 222 măsuri pentru reducerea costurilor
I. Stăncioiu: Eficiența economică a asimilării de utilaje noi
G. Lajtha: Proiectarea rețelelor de telecomunicații
Vătășescu, A. ș.a.: Dispozitive semiconductoare. Manual practic
Ch. Jones: Design: Metode și aplicații
E. S. Buffa: Conducerea modernă a producției, vol. I și II
D. W. Davies ș.a.: Rețele de interconectarea calculatoarelor
Gh. Baștiurea: Comanda numerică a mașinilor-unelte
L. W. Crum: Analiza valorii
P. Foiș: Automatica și informatica în procesele editorial-poligrafice
P. Vezeanu, Șt. Pătrașcu: Măsurarea temperaturii în tehnică
T. Penescu, V. Petrescu: Măsurarea presiunii în tehnică
P. Popescu, P. Mihordea: Măsurarea debitului în tehnică
P. Vezeanu: Măsurarea nivelului în tehnică
A. Nadolo: Măsurarea volumului și cantității lichidelor în industrie
C. Hidoș, P. Isac (coordonatori): Studiul muncii, I—VIII
Hidoș C.: Analiza și proiectarea circuitelor informaționale
Pisău, Gh., I.: Elaborarea și implementarea sistemelor informatice
P. Constantinescu, V. Negoită: Sistemele informatice modele ale conducerii
V. Penescu, ș.a.: Fișiere, baze și bănci de date
I. Ceașu ș.a.: SDV. Organizarea concepției, fabricației gestiunii
S. Brebenel: Practica transferului internațional de tehnologie
P. Constantinescu ș.a.: Analiză, decizie, control
A. Vătășescu ș.a.: Circuite integrate liniare, vol. 1 și 2
S. Maican: Sisteme numerice cu circuite integrate
I. Ristea ș.a.: Manualul muncitorului electronist
M. Florescu ș.a.: Cibernetică, informatică, automatică în industria chimică
E. Statnic, M. Gănescu: Televizoare cu circuite integrate
T. Geber ș.a.: Echipamente periferice
S. Călin, ș.a.: Optimizări în automatizări industriale
M. Simionescu: Proiectarea unitară a circuitelor electronice
C. Cruceru: Tehnica măsurărilor în telecomunicații
P. Nișulescu: Electroalimentarea instalațiilor de telecomunicații
R. Răpeanu ș.a.: Circuite integrate analogice, Catalog
N. Drăgulănescu: Agenda radioelectronistului

PREFAȚĂ

Cartea de față continuă seria MANUALELOR DE UTILIZARE inițiată de Editura Tehnică și de Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori — Băneasa, serie destinată utilizatorilor componentelor produse în România. Structura și modul de abordare ale materialului din acest volum — asemenea volumelor care l-au precedat — se circumscriu acelei părți a literaturii tehnice denumită în mod uzual, cu un termen generic, „de firmă”, oferind o informație de mare încredere, la obiect, a cărei sursă majoră o constituie chiar cel ce a gândit și a fabricat circuitul.

Desigur că în procesul de elaborare a cărții nu a fost posibil să inventăm chiar totul, așa că apelul (selectiv) la literatura de specialitate a fost o condiție de start. Rezultatul acestui proces de continuă comparație între informația din literatura de specialitate și viziunea noastră asupra circuitelor pe care le fabricăm a condus la un cuprins în care alături de aplicațiile standard apar și aplicații caracterizate fie de ingeniozitatea soluției, fie de faptul că destinația aplicației respective este de multe ori neuzuală.

În acest volum, spre deosebire de primele două volume ale seriei, ponderea părții dedicată descrierii structurii și modului de funcționare ale circuitului este mult mai redusă în comparație cu ponderea dată aplicațiilor. Acest fapt are două explicații. În primul rând, în ceea ce privește structura și funcționarea circuitelor integrate, utilizatorului îi stau la îndemână două cărți de certă valoare (C. Bulucea, M. Vais, H. Profeta — Circuite integrate liniare — Editura Tehnică, 1975 și P. R. Gray, R. G. Meyer — Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare — Editura Tehnică, 1983) care acoperă practic în totalitate subiectul. În al doilea rând trebuie observat că circuitele descrise în primele două volume erau destinate receptoarelor radio și TV, zona de aplicații fiind restrânsă prin însăși natura circuitelor. Circuitele descrise în acest volum aparțin clasei de circuite integrate de uz industrial, gama de aplicații fiind ca urmare mult mai largă.

Primul și ultimul capitol al acestui volum — elaborate de ing. N. Marinescu, și, respectiv, ing. V. Gheorghiu — descriu două temporizatoare: 555 și 315. Temporizatorul βE 555 este un circuit standard industrial cel puțin la fel de cunoscut și de utilizat ca și un alt circuit celebru, amplificatorul operațional 741. Numărul incredibil de mare al aplicațiilor care utilizează pe 555 ne-a determinat să facem o selecție riguroasă a ideilor de schemă, căci în caz contrar o colecție de scheme cu 555 ar fi putut umple ușor 1000 de pagini! TBA 315 este un circuit destinat inițial unei singure aplicații: comanda becurilor de semnalizare a schimbării direcției de mers la autovehicule. El se dovedește însă mult mai versatil, fiind de neînlocuit într-o multitudine de aplicații de temporizare așa cum se arată în capitolul 7.

Capitolul 2 (elaborat de ing. A. Segal) prezintă familia de circuite $\beta SM2XX$ — senzor magnetic comutator. În aceste circuite traductorul (un element Hall) este realizat pe cipul din siliciu simultan cu schema de prelucrare a semnalului furnizat de traductor; se poate spune că circuitele din seria $\beta SM2XX$ sînt de fapt niște traductoare „inteligente”.

Capitolul 3 (elaborat de ing. R. Râpeanu și ing. N. Marinescu) prezintă o nouă modalitate de realizare a circuitelor integrate analogice, de serie relativ mică (mii de bucăți) pe care IPRS — BĂNEASA o pune la îndemîna oricărui

utilizator: sistemul UNICIP 1000 — arie de componente analogice neconectate. În acest sistem utilizatorul — după ce își construiește circuitul pe care îl dorește pe o placă de cablaj imprimat utilizând componente monolitice încapsulate separat, trece la realizarea monolitică efectivă desenând numai metalizarea (traseele de contact între componente). De restul procesului se ocupă IPRS — BĂNEASA care produce astfel la cererea utilizatorului un circuit dedicat, în serie relativ mică, la un preț comparabil cu prețul circuitelor integrate monolitice standard.

Capitolele 4 și 5 (elaborate de ing. R. Râpeanu și ing. S. Puchianu) prezintă trei circuite realizate toate în sistemul UNICIP 1000. TCA 105N — comutator cu senzor de proximitate — reprezintă un circuit standard, produs de numeroase firme, care se bucură de o largă acceptare în industrie. β U1010N — circuit pentru semnalizarea stării electrice a bateriei de automobil — și β U1011 — generator de alarmă — sînt circuite noi, originale, primul fiind gîndit pentru o aplicație singulară în industria de automobile iar al doilea putînd fi utilizat practic pentru orice aplicație de semnalizare imaginabilă.

Circuitul β U 1011 a fost solicitat de Întreprinderea de Echipamente Electrice și Automatizări — București (I.E.E.A.). Schema sa electrică precum și aplicațiile în industrie prezentate în paragraful 6.4 au fost proiectate de ing. LEONARD SÎRBU (I.E.E.A.) căruia îi mulțumim pe această cale pentru acordul dat la publicarea materialului.

Principiul de proiectare a circuitelor integrate pe structură standard cu componente neconectate este utilizat la IPRS-BĂNEASA și pentru circuitele digitale. În capitolul 1 se prezintă pe scurt aria de porți logice neconectate β P1000 — realizată în tehnologie I^2L — și un circuit divizor de frecvență (β P 1001) realizat pe această arie. Acest divizor utilizat împreună cu β E 555 permite obținerea unor temporizări de ordinul zecilor de ore!

La elaborarea părții din capitolul 1 consacrată ariei de porți logice o contribuție importantă a avut ing. ALEXANDRU PĂUNESCU (IPRS-BĂNEASA) care ne-a pus la dispoziție rezultatele cercetărilor sale în domeniu. Îi mulțumim pe această cale pentru sprijinul acordat și pentru interesul arătat acestei cărți.

Coordonarea activității colectivului de autori a fost asigurată de ing. M. Bodea și ing. A. Vătășescu care au prelucrat și prezentat într-o formă unitară materialele elaborate de membrii colectivului.

AUTORII

București, 20 octombrie 1983

CUPRINS

<i>Prefață</i>	5
Capitolul 1. Circuit de temporizare — βE 555	11
1.1. Prezentarea circuitului	11
1.2. Schema logică echivalentă	11
1.3. Descrierea schemei electrice	14
1.4. Parametrii electrice pentru circuitul βE 555	18
1.4.1. Valori limită absolută	18
1.4.2. Parametri electrice	19
1.5. Scheme fundamentale de utilizare	22
1.5.1. Monostabil	22
1.5.2. Astabil	26
1.5.3. Circuit de întârziere	32
1.5.4. Recomandări de utilizare	34
1.6. Aplicații	38
1.6.1. Detector de lipsă de impuls (monostabil retrigerabil)..	38
1.6.2. Divizor de frecvență	39
1.6.3. Modulador de impulsuri în durată	39
1.6.4. Modulatoare liniare de impulsuri în durată.....	41
1.6.5. Oscilator cu factor de umplere variabil.....	45
1.6.6. Generator de rampă liniară	47
1.6.7. Temporizator secvențial	47
1.6.8. Oscilator stabil simetric	48
1.6.9. Circuit astabil dual	50
1.6.10. Comanda intermitentă a ștergătorului de parbriz la autoturismul <i>DACIA</i> 1300	51
1.6.11. Temporizator fotografic — max. 100 s	54
1.6.12. Temporizator fotografic — max. 20 s.	56
1.6.13. Comparator cu histerezis	56
1.6.14. Receptor de linie	57
1.6.15. Trigger Schmitt compatibil <i>TTL</i>	58
1.6.16. Trigger Schmitt cu praguri fixate	58
1.6.17. Lectura optică a unei benzi perforate.....	59
1.6.18. Încărcător pentru acumulate	60
1.6.19. Convertor liniar tensiune-perioadă	61
1.6.20. Alarmă cu automenținere	63
1.6.21. Releu cu întârziere la închidere	64
1.6.22. Releu acționat momentan la închidere.....	65
1.6.23. Eliminarea efectului de vibrație a contactelor	67
1.6.24. Convertor de tensiune c.c. — c.c.	67
1.6.25. Convertor capacitiv de tensiune pozitivă în tensiune negativă.....	68
1.6.26. Obținerea unei tensiuni de alimentare negative, stabilizată, dintr-o tensiune de alimentare pozitivă.....	69
1.6.27. Turometru electronic pentru automobile	75
1.6.28. Oscilator audio	76
1.6.29. Buton senzorial	77
1.6.30. Monostabil senzorial	78
1.6.31. Închiderea automată la terminarea programului a unui receptor <i>TV</i>	78

1.6.32. Temporizator pentru mașina de spălat rufe	80
1.6.33. Detector de viteză limită	80
1.6.34. Monostabil fără consum în pauza dintre temporizări..	82
1.6.35. Convertoare liniare tensiune/frecvență	84
1.6.36. Temporizator de lungă durată.....	89
1.6.37. Temporizator cu multiplicare de capacitate	90
1.6.38. Generator de undă triunghiulară	93
1.6.39. Generator de funcții cu reglaje independente.....	94
1.6.40. Generarea unei salve de impulsuri dreptunghiulare....	96
1.6.41. Regulator de tensiune pentru automobile.....	98
1.6.42. Traductor tensometric digital fără convertor <i>A/D</i>	99
1.6.43. Convertor analog-digital logaritmice.....	101
1.6.44. Alarmă întârziată	103
1.6.45. Temporizator multiplu	105
1.6.46. Sonerie muzicală	106
1.6.47. Sirene	107
1.6.48. Avertizoare sonore	109
1.6.49. Semnalizare optică pulsatorie	110
1.6.50. Oscilator pentru învățarea codului Morse.....	111
1.6.51. Convertor sinusoidal-dreptunghiular	112
1.6.52. Frecvențmetru analogic de joasă frecvență	112
1.6.53. Generator de impulsuri cu faza reglabilă între 0° și 180°	113
1.6.54. Monostabil controlat numeric	115
1.6.55. Astabil controlat numeric	117
1.6.56. Temporizator controlat de un microprocesor	117
1.6.57. Temporizări de durată foarte mare	120
1.7. De reținut pentru utilizare	131
1.8. Alte circuite	132
1.8.1. <i>LM 556</i> — Temporizator dual	132
1.8.2. <i>LM 322</i> — Temporizator de mare precizie	132
<i>Bibliografie</i>	135
Capitolul 2. Senzor magnetic comutator — βSM 2XX	136
2.1. Prezentarea circuitelor	136
2.1.1. Introducere	136
2.1.2. Schemele bloc	137
2.2. Circuitele β SM 23X	138
2.2.1. Schema electrică	138
2.2.2. Parametri	161
2.3. Circuitele β SM 24X	166
2.3.1. Schema electrică	167
2.3.2. Parametri	174
2.4. Aplicații	176
2.4.1. Magneți permanenți	176
2.4.2. Moduri de acționare	176
2.4.3. Cuplarea cu sarcina	180
2.4.4. Exemple de utilizare	182
2.4.5. Precauții în utilizare	188
2.5. Alte circuite	188
2.5.1. Senzori cu ieșire linară	188
2.5.2. Senzori cu ieșire în impulsuri	190
2.5.3. Senzori cu ieșire digitală	190
<i>Bibliografie</i>	192
Capitolul 3. Arie analogică neconectată — UNICIP 1000	194
3.1. Prezentare	194
3.1.1. Destinație	194

3.1.2. Conținutul structurii	195
3.1.3. Topologia structurii	196
3.1.4. Proiectarea pe structură standard	196
3.2. Parametri	198
3.3. Alte circuite integrate	200
Bibliografie	201
Capitolul 4. Comutator cu senzor de proximitate — TCA 105N	202
4.1. Prezentarea circuitului	202
4.1.1. Destinație	202
4.1.2. Schema bloc	202
4.2. Schema electrică	203
4.2.1. Stabilizatorul de tensiune	203
4.2.2. Etajul de intrare	206
4.2.3. Etajul comparator cu histerezis	208
4.2.4. Bucla de histerezis a circuitului TCA 105N	209
4.2.5. Etajul de ieșire	212
4.2.6. Curentul total absorbit de circuit	212
4.2.7. Comportarea dinamică	213
4.3. Parametri	215
4.3.1. Mărimi caracteristice	215
4.3.2. Măsurători la fabricant	216
4.3.3. Măsurători la utilizator	219
4.4. Aplicații	219
4.4.1. Senzor inductiv de proximitate	219
4.4.2. Comutator sensibil la lumină	221
4.4.3. Regulator termic	222
4.4.4. Extinderea gamei tensiunii de alimentare	222
4.5. Alte circuite integrate	223
Bibliografie	224
Capitolul 5. Circuit integrat pentru semnalizarea stării electrice a bateriei de automobil — βU 1010	225
5.1. Prezentarea circuitului	225
5.1.1. Destinație	225
5.1.2. Schema bloc	226
5.2. Schema electrică	227
5.2.1. Referința de tensiune	227
5.2.2. Comparatoarele	232
5.2.3. Etajul de ieșire „VERDE”	232
5.2.4. Etajul de ieșire „GALBEN”	233
5.2.5. Etajul de ieșire „ROȘU”	233
5.2.6. Curentul de alimentare	234
5.3. Parametri	234
5.3.1. Mărimi caracteristice	234
5.3.2. Măsurători la fabricant	235
5.3.3. Măsurători la utilizator	236
5.4. Aplicații	236
5.4.1. Schema de utilizare tipică	236
5.4.2. Referință de tensiune	237
Bibliografie	237
Capitolul 6. Generator de alarmă — βU 1011	238
6.1. Prezentarea circuitului	238
6.1.1. Destinație	238
6.1.2. Schema bloc	238
6.2. Schema electrică	239
6.2.1. Generatoarele de curent	239

6.2.2. Comparatoarele	242
6.2.3. Blocul logic de ieșire	243
6.2.4. Amplificatorul operațional	244
6.2.5. Amplificatorul inversor	245
6.2.6. Consumul în regim de așteptare	246
6.3. Parametri	247
6.3.1. Mărimi caracteristice	247
6.3.2. Măsurători la fabricant	249
6.3.3. Măsurători la utilizator	249
6.4. Aplicații	251
6.4.1. Oscilator de relaxare	251
6.4.2. Generator de semnale Morse	252
6.4.3. Senzor de tensiune de alimentare scăzută	253
6.4.4. Detector de stări de avarie	254
6.4.5. Detector de flacără	255
6.4.6. Avertizor pentru îngrijirea nou-născuților	256
6.4.7. Detector de nivel pentru lichide	257
6.4.8. Detector de tensiune cu două praguri	259
6.5. Alte circuite	260
Bibliografie	261
Capitolul 7. Temporizator de putere — TBA 315	262
7.1. Prezentarea circuitului	262
7.1.1. Destinație	262
7.1.2. Schema bloc	263
7.2. Schema electrică	265
7.2.1. Stabilizatorul de tensiune	265
7.2.2. Oscilatorul	271
7.2.3. Etajul de comutare a pragului	271
7.2.4. Etajul de putere	273
7.2.5. Blocarea oscilatorului	274
7.3. Parametri	275
7.3.1. Performanțele circuitului	275
7.3.2. Măsurări la fabricant	277
7.3.3. Măsurări la utilizator	278
7.4. Aplicații	279
7.4.1. Generarea de impulsuri dreptunghiulare	280
7.4.2. Relee de semnalizare a schimbării direcției de mers pentru autovehicule	282
7.4.3. Comanda temporizată a ștergătoarelor de parbriz	284
7.4.4. Automat de scară	287
7.4.5. Circuit de avertizare cu temporizare la pornire	288
7.5. De reținut pentru utilizare	289
7.6. Alte circuite	290
Bibliografie	290

βE 555

Circuit de temporizare

1.1. Prezentarea circuitului

βE 555 este un circuit integrat monolitic bipolar care realizează temporizări sau oscilații libere prin încărcarea și descărcarea controlată a unui condensator extern.

Datorită modului de control al tensiunilor din rețeaua externă de temporizare, prin comparatoare de bună calitate, precizia în timp și temperatură și alimentare este foarte bună.

Etajul final este astfel proiectat și realizat, încât suportă curenți mari de ieșire (până la 200 mA). La o alimentare corespunzătoare, de 5 V, ieșirea este compatibilă cu nivelele *TTL*. Gama de valori a tensiunii de alimentare se întinde de la 4,5 V la 18 V.

Circuitul este prezentat de *IPRS-BĂNEASA* în două variante, din punctul de vedere al gamei temperaturilor de funcționare și în trei capsule:

- βE 555E, βE 555M capsulă plastic, cu 14 terminale, *TO* 116;
- βE 555H, βE 555MH capsulă metalică, cu 8 terminale, *TO* 99;
- βE 555N, βE 555MN minicapsulă plastic cu 8 terminale, *MP* 48.

Versiunile care au în codul lor sufixul *M* sînt destinate gamei de temperatură $-55^{\circ}\text{C} \dots +125^{\circ}\text{C}$, iar celelalte pentru gama de temperatură $0^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$.

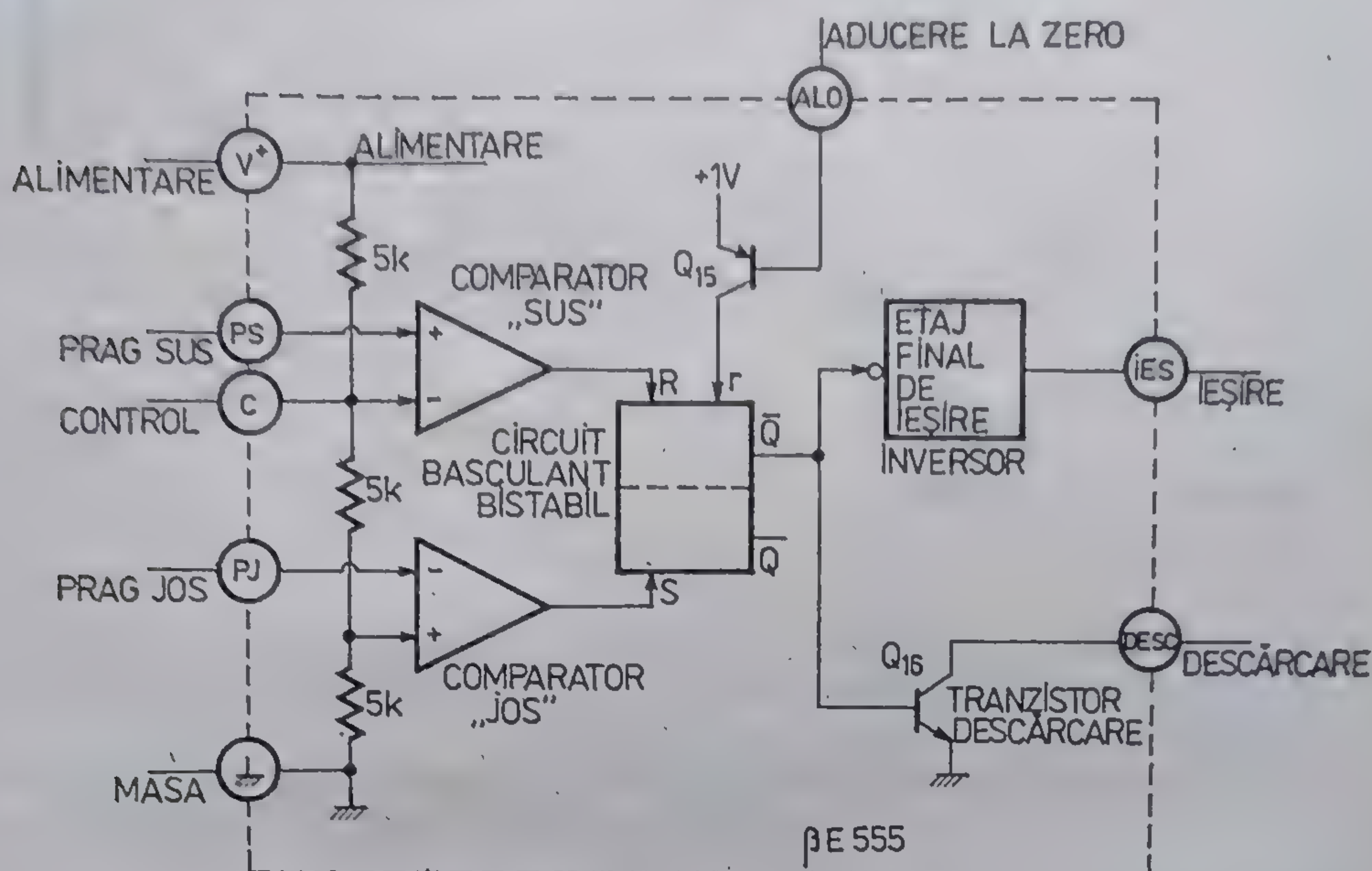
1.2. Schema logică echivalentă

Pentru a descrie mai comod funcționarea circuitului βE 555 în figura 1.1. s-a reprezentat o schemă logică echivalentă.

Blocul central de care depinde în mod esențial funcționarea circuitului βE 555 este un circuit basculant bistabil, de tip *RS*, a cărui ieșire \bar{Q} atacă etajul final de ieșire și tranzistorul prin care se realizează descărcarea capacitivului de temporizare, exterior circuitului.

Etajul final, de ieșire, este inversor.

În starea de 0 logic a ieșirii \bar{Q} , la ieșirea circuitului se obține 1 logic, evident la un nivel de putere mult mai ridicat. Tranzistorul de descărcare (Q_{10}) este blocat.

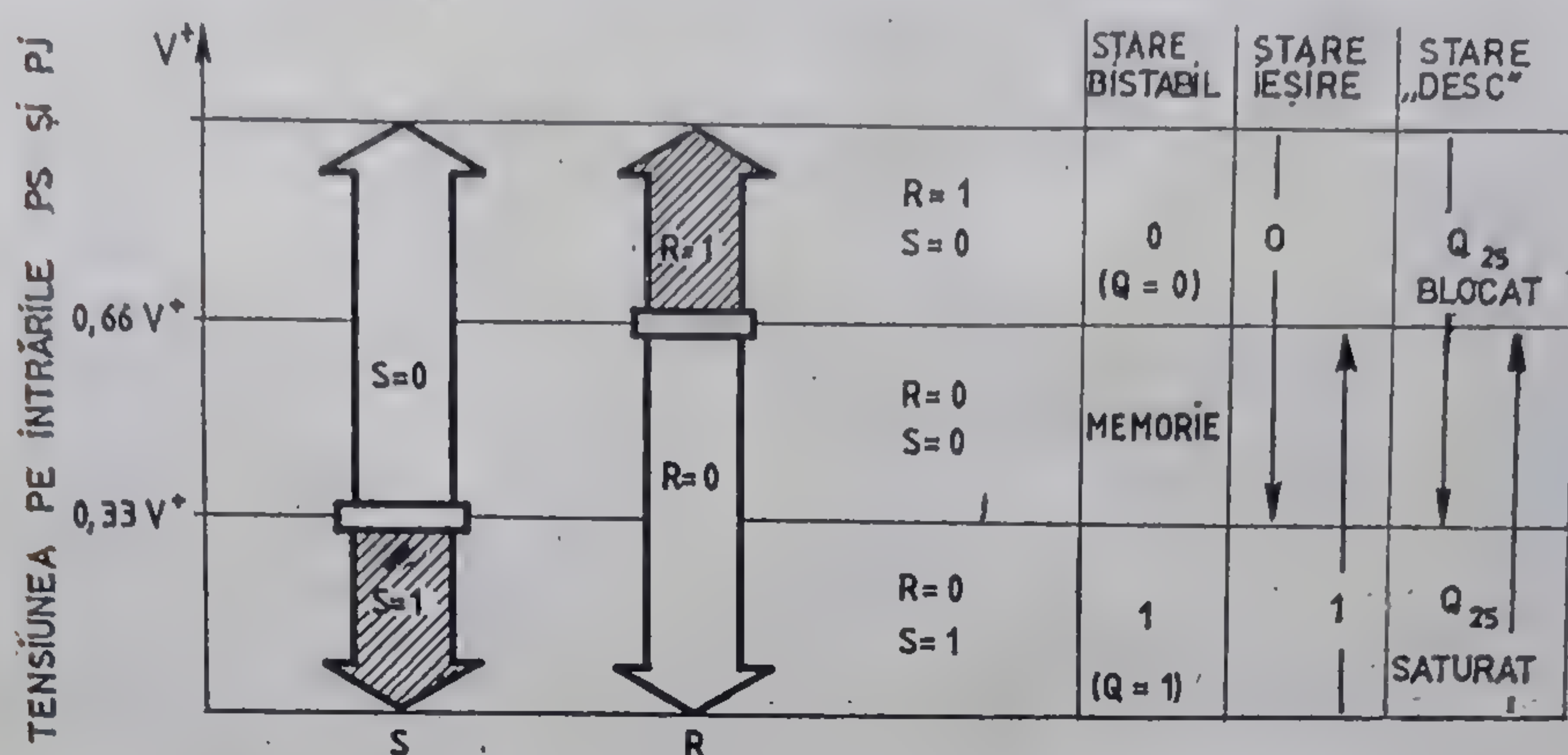
Fig. 1.1: Schema logică echivalentă a circuitului $\beta E 555$.

Atunci când \bar{Q} este în starea 1 logic tensiunea de la ieșire coboară pînă aproape de potențialul masei, iar tranzistorul de descărcare este pregătit să conducă un curent de colector important.

Starea circuitului basculant se stabilește prin intermediul comenzilor care apar pe cele trei intrări, notate S , R și r pe schema din figura 1.1. Tabela de adevăr a acestui circuit basculant este prezentată în figura 1.2. Făcînd $R = 1$, se comandă aducerea lui Q în 0 logic, iar cu $S = 1$ se comandă aducerea lui Q în 1 logic. Starea care corespunde lui $S = 0$ simultan cu $R = 0$ este inoperantă; în această situație, circuitul basculant memorează starea avută inițial. Perechea de comenzi $S = 1$ și $R = 1$ este utilizată rar și conduce la poziționarea basculant în starea $Q = 1$.

			INIȚIAL	FINAL
S	R	r	Q_N	Q_{N+1}
0	0	0	Q_N	Q_N
0	1	0	Q_N	0
1	0	0	Q_N	1
X	X	1	Q_N	0

Fig. 1.2. Diagrama de stări a circuitului basculant RS din $\beta E 555$.

Fig. 1.3. Stările S , R în funcție de tensiunea de intrare.

În plus, starea circuitului basculant depinde și de o a treia intrare, r . Atunci când $r=0$, starea circuitului basculant rămâne nemodificată; dacă $r=1$ ieșirea Q se forțează în 0 logic, indiferent de comenzile existente pe intrările R și S . Pentru a realiza $r=0$ este suficient să se lase intrarea ALO (Aducere La Zero) în aer sau să se conecteze la o tensiune mai mare de 1 V. Semnalul r devine 1 atunci când terminalul denumit ALO se conectează la masă (de fapt la o tensiune mai mică decât $+0,4$ V).

Intrările R și S sînt comandate intern de către comparatoarele notate „ SUS ” și „ JOS ” în figura 1.1. Acestea compară tensiunea aplicată lor din exterior pe una din intrări, cu nivelele de tensiune $0,66 V^+$ și respectiv $0,33 V^+$, unde V^+ este tensiunea de alimentare a circuitului.

Ținînd cont de polaritățile intrărilor comparatoarelor, se poate deduce următoarea funcționare (se utilizează o logică pozitivă):

$$V_{PRAG\ SUS} > 0,66 V^+ \rightarrow R = 1 \rightarrow Q = 0$$

$$V_{PRAG\ SUS} < 0,66 V^+ \rightarrow R = 0$$

și respectiv:

$$V_{PRAG\ JOS} > 0,33 V^+ \rightarrow S = 0$$

$$V_{PRAG\ JOS} < 0,33 V^+ \rightarrow S = 1 \rightarrow Q = 1$$

Relațiile de mai sus sînt prezentate grafic pe diagrama din figura 1.3

Pentru simplitate în tot restul expunerii din acest capitol starea 1 logic (în engleză high) se va nota cu 1, iar starea 0 logic (în engleză low) o vom nota cu 0.

1.3. Descrierea schemei electrice

Schema electrică detaliată a circuitului integrat $\beta E 555$ este prezentată în figura 1.4.

• Comparatorul de amplitudine „SUS” (vezi diagrama logică din figura 1.1.) este constituit din perechea diferențială Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 . În această schemă se folosește o structură Darlington pentru a micșora curenții de intrare (polarizare, declanșare) în comparator. Curentul de intrare mic al comparatorului permite utilizarea în rețeaua de temporizare externă a rezistențelor de valori mari. De asemenea, dacă acest curent de intrare în comparator este mic, prezența sa nu va afecta potențialul nodului dintre rezistențele R_7 și R_8 . Acest fapt este necesar pentru a avea o bună definiție a pragului ($0,66 V^+$) deoarece curentul extras din nodul rezistențelor R_7 și R_8 de către intrarea comparatorului provoacă un efect de histerezis.

Etajul diferențial este alimentat în emitoare de o rezistență R_5 , deoarece el lucrează practic la tensiunea impusă de rezistențele R_7 și $R_8 + R_9$. Acest etaj nu are nevoie de o rejecție a tensiunii de mod comun. Sarcinile perechii diferențiale Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 sînt rezistențele R_1 și R_3 și diodele Q_8, Q_5 .

Urmează un nou etaj diferențial format din tranzistoarele Q_6 și Q_7 a cărui ieșire comandă direct circuitul basculant bistabil. Tranzistoarele Q_5

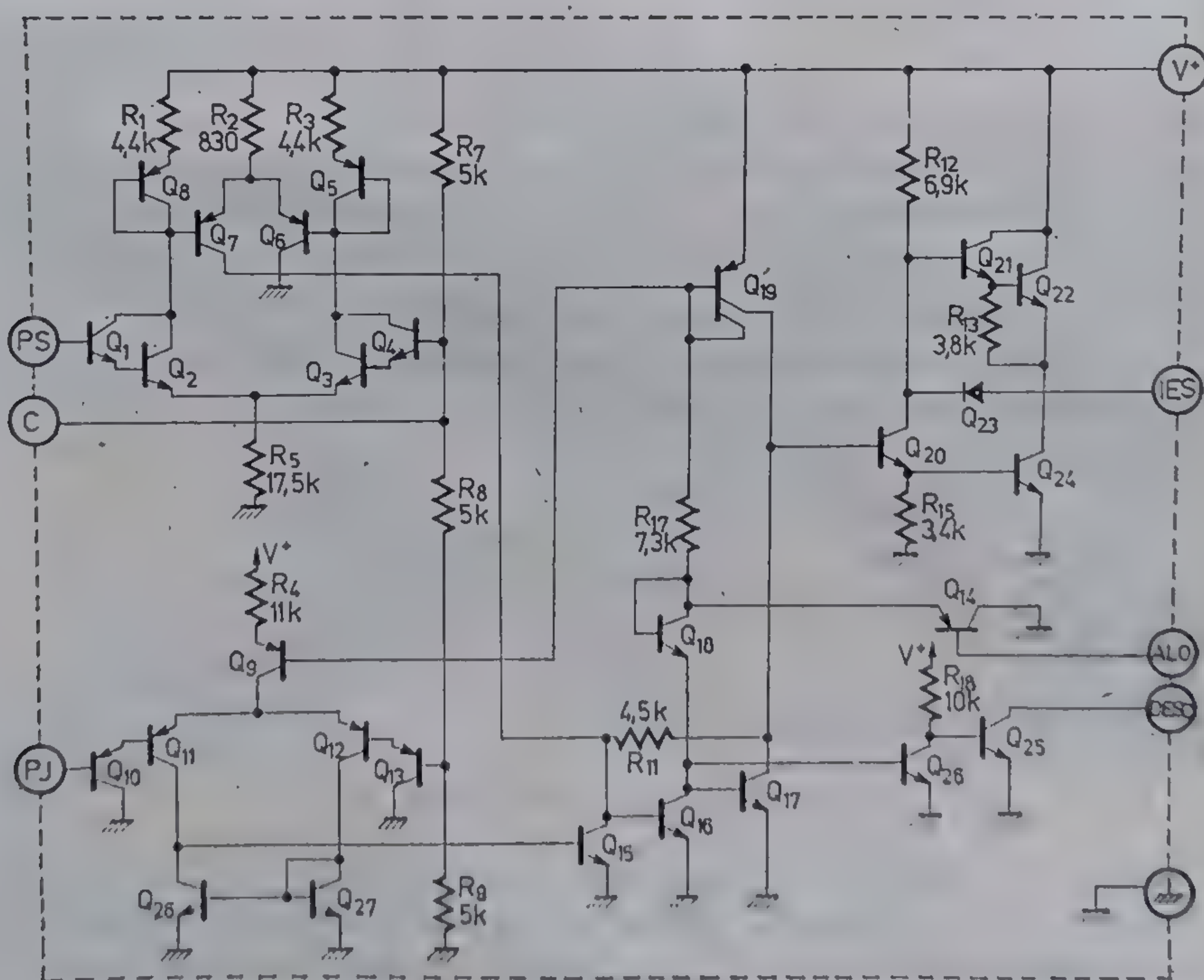


Fig. 1.4. Schema electrică detaliată a circuitului $\beta E 555$.

și Q_8 , conectate ca diode emitor-bază în direct, compensează tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor Q_6 și Q_7 .

● Comparatorul de amplitudine „JOS” este construit pe aceleași principii ca și comparatorul „SUS”. La fel există o pereche diferențială formată din tranzistoarele pnp , Q_{10} , Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} alimentate însă de data aceasta de un generator de curent Q_9 . Din cauza valorii relativ mici a câștigului în curent a tranzistoarelor pnp în circuitele integrate normale, această pereche diferențială este operată la curenți mult mai mici decât curenții comparatorului „SUS”. Alimentând acest etaj printr-o simplă rezistență, valoarea acesteia rezultă mare. S-a preferat însă înlocuirea rezistenței de valoare mare cu generatorul de curent format din tranzistorul Q_9 și rezistențele R_4 , deoarece ele ocupă o arie de siliciu mai mică. Sarcina etajului diferențial Q_{10} , Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} este constituită din oglinda de curent Q_{26} și Q_{27} , atacându-se în curent baza tranzistorului Q_{15} . La rândul său tranzistorul Q_{15} comandă starea circuitului basculant bistabil format din tranzistoarele Q_{16} și Q_{17} .

● Reacția tipică pentru un circuit basculant se recunoaște în conexiunile dintre colectorul tranzistorului Q_{16} și baza tranzistorului Q_{17} , și dintre colectorul tranzistorului Q_{17} și baza tranzistorului Q_{16} (prin intermediul rezistenței R_{11}). Tranzistorul Q_{16} are ca sarcină în colector rezistența R_{17} . Curentul care circulă prin rezistența R_{17} este copiat de tranzistorul Q_{19} , realizându-se astfel o alimentare convenabilă și pentru tranzistorul Q_{17} .

Starea circuitului basculant poate fi impusă, ca apoi să fie memorată prin intermediul tranzistoarelor Q_{15} și Q_7 .

Atunci când tranzistorul Q_{15} este saturat, tranzistorul Q_{16} va fi forțat să se blocheze, și ca urmare, tranzistorul pereche Q_{17} din circuitul basculant să se satureze. Această stare care corespunde lui $Q = 1$ ($\bar{Q} = 0$) este descrisă în figura 1.5.

Atunci când tranzistorul Q_7 injectează un curent în baza tranzistorului Q_{16} , acesta din urmă se va satura, blocând tranzistorul Q_{17} ; circulația de

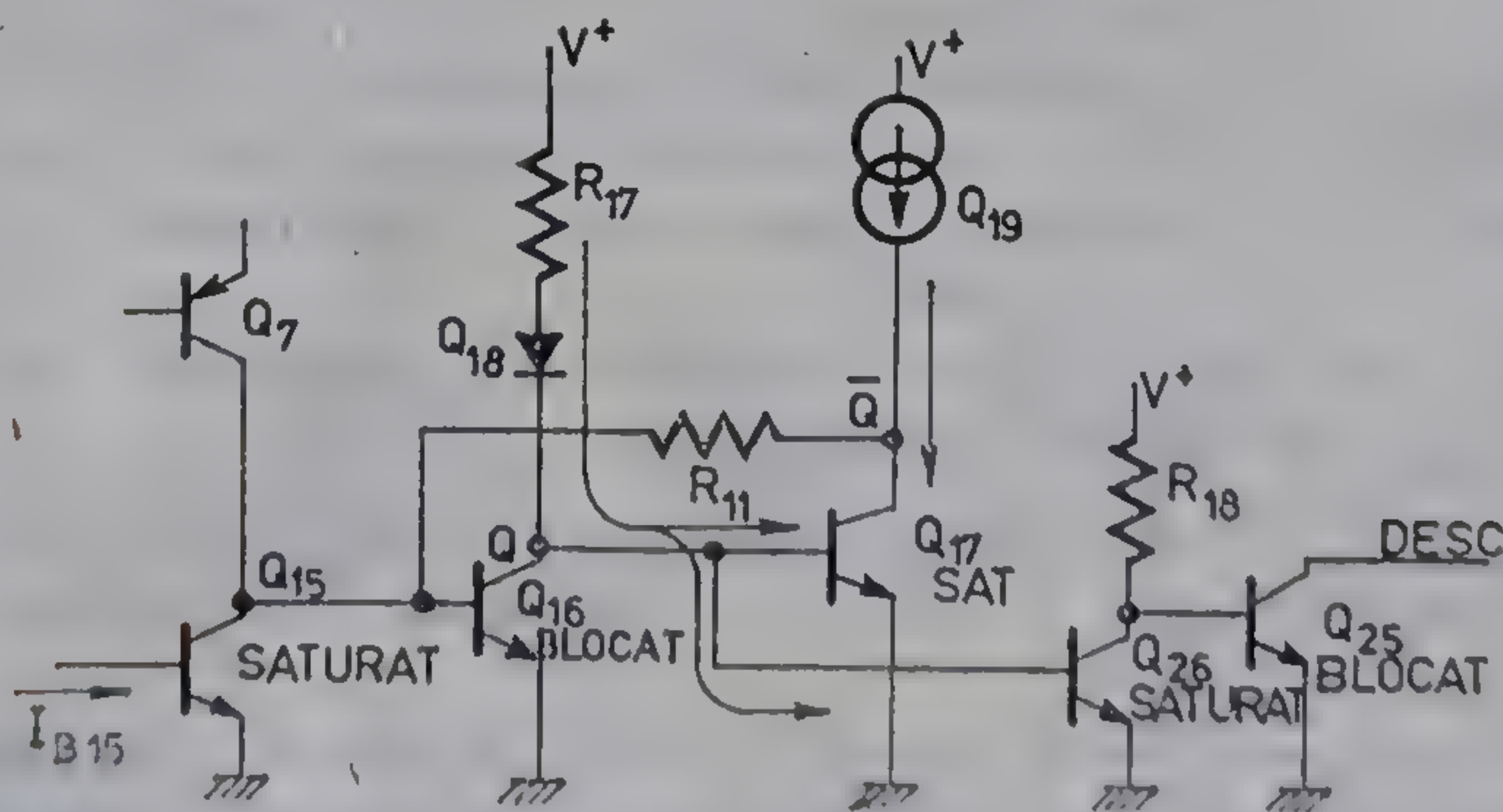


Fig. 1.5. Aducerea circuitului basculant intern în starea 1.

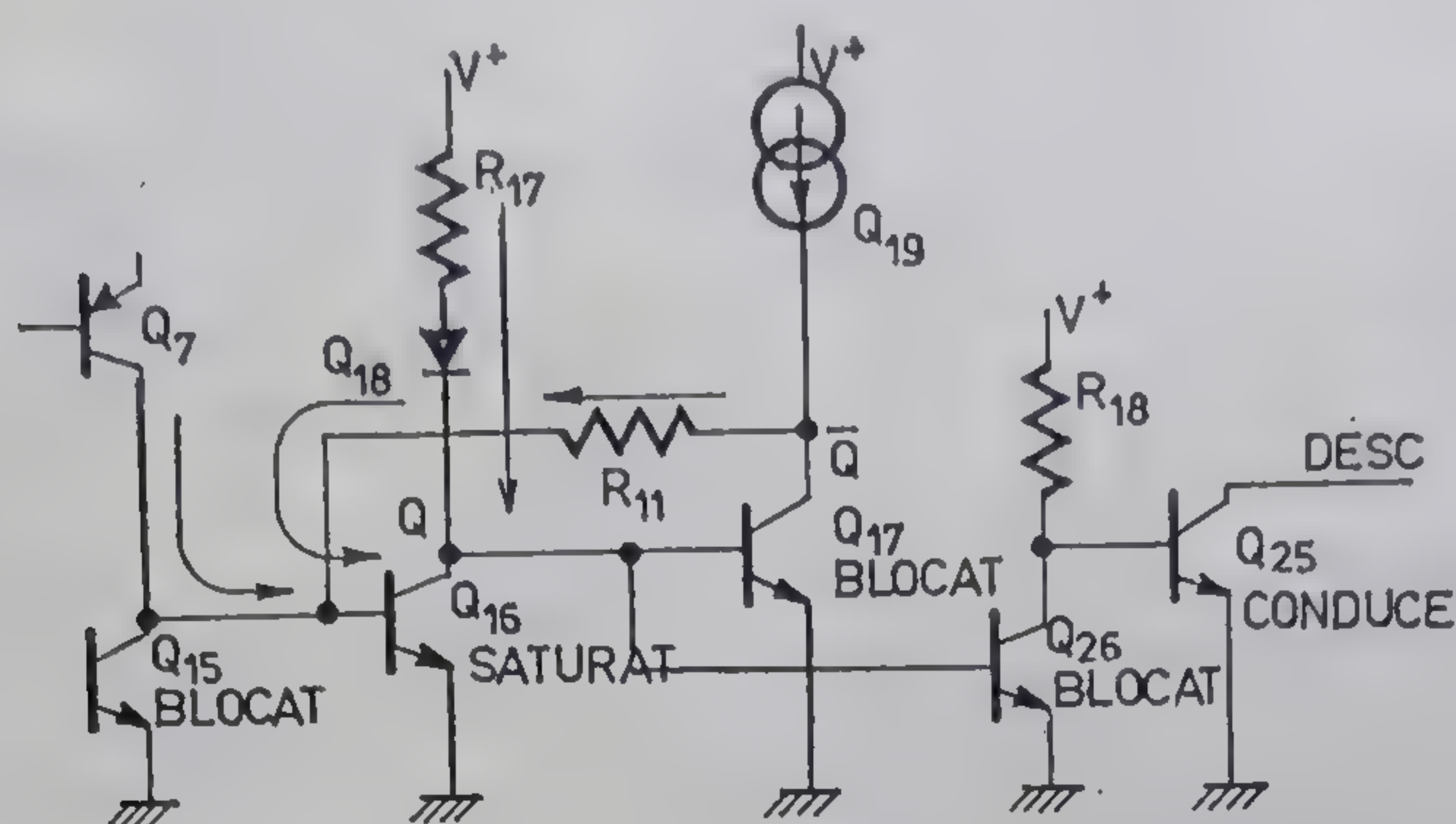


Fig. 1.6. Aducerea circuitului basculant intern în starea 0.

curenți pentru această a doua stare, care corespunde lui $Q = 0$ ($\bar{Q} = 1$) este reprezentată în figura 1.6.

Starea circuitului basculant se menține neschimbată (este memorată) în cazul în care prin tranzistoarele Q_{15} și Q_7 nu se dă nici o comandă (sînt blocate).

Observație. În cazul în care comenzile $S = 1$, $R = 1$ sînt date simultan, adică tranzistorul Q_{15} este saturat și în același timp Q_7 este deschis, circuitul basculant trece (sau rămîne) în starea $Q = 1$ ($\bar{Q} = 0$); comanda pe S are deci prioritate, este mai „puternică” decît comanda pe R .

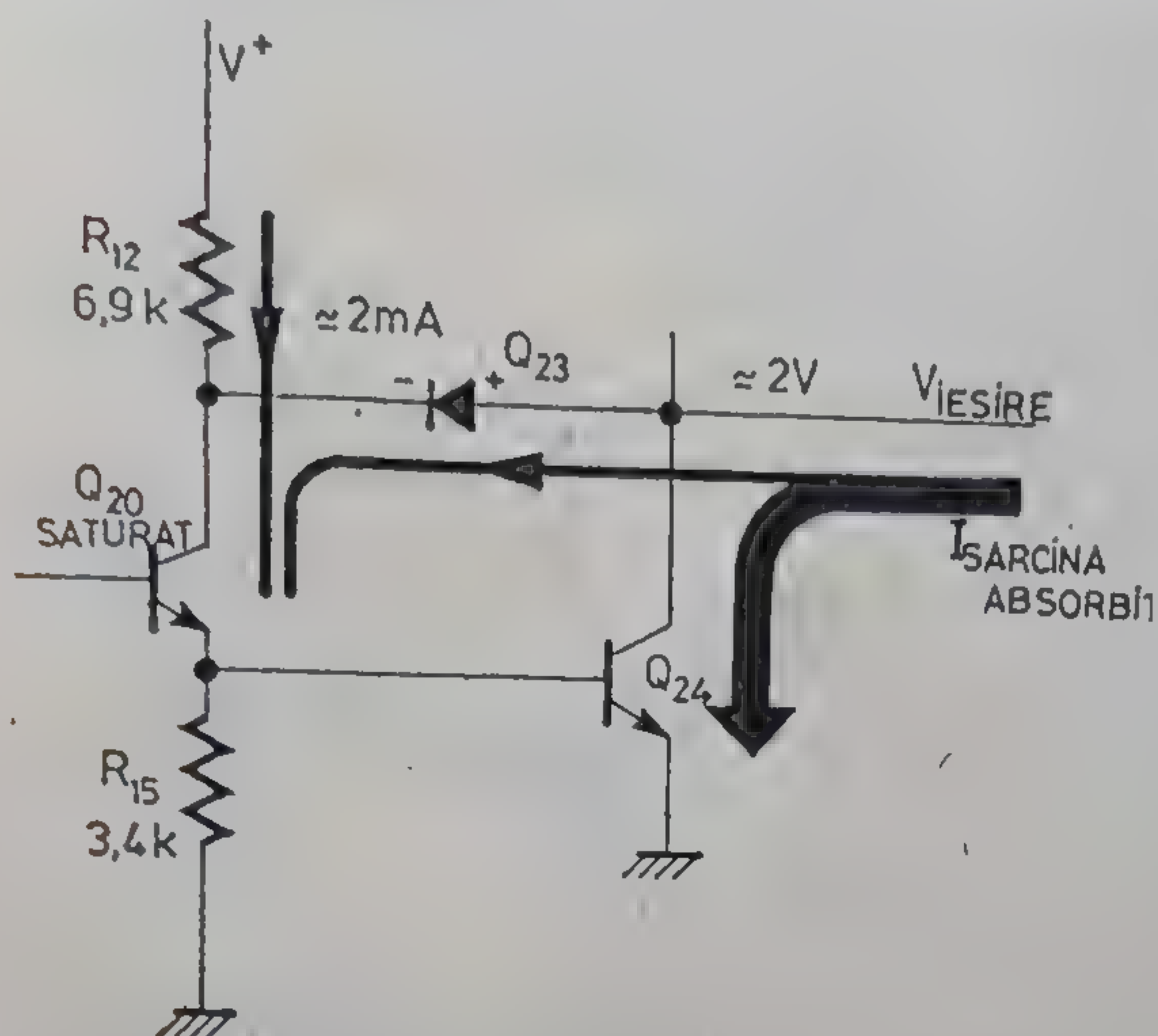
În continuare, pentru simplificarea descrierii, se va face următoarea convenție: starea circuitului basculant este descrisă de starea tranzistorului Q_{16} . Atunci cînd Q_{16} este blocat, spunem că circuitul basculant se află în starea 1; dacă Q_{16} este saturat, starea circuitului basculant este 0.

Ieșirea din circuitul basculant se face din colectorul tranzistorului Q_{17} ; în conformitate cu convenția anterioară este ieșirea \bar{Q} .

● Între circuitul basculant și terminalul de ieșire se află conectat etajul final (de ieșire) care are rolul de a mări capabilitatea de comandă, în putere, a unei sarcini externe. El este format din tranzistoarele Q_{20} , Q_{21} , Q_{22} , Q_{23} și Q_{24} , vezi figura 1.4. Din punct de vedere logic etajul final funcționează ca un inversor. Deoarece etajul de ieșire inversează faza și în plus el este atacat cu un semnal cules din ieșirea \bar{Q} , se poate spune că terminalul de ieșire copiază în fază starea circuitului basculant.

Etajul de ieșire poate debita sarcinei (prin tranzistorul Q_{23}) sau poate absorbi de la sarcină (prin tranzistorul Q_{24}) — vezi figura 1.4 — un curent important (200 mA). Schema este similară unui etaj de ieșire în contratimp. Se observă că față de o schemă de ieșire în contratimp, apare în plus tranzistorul Q_{23} conectat ca diodă. Rolul acestui tranzistor este explicat în cele ce urmează.

Se observă faptul că un curent mare de ieșire cerut tranzistorului Q_{23} poate fi relativ ușor susținut de curentul care străbate rezistența R_{13} datorită tranzistorului Q_{21} legat într-o conexiune Darlington cu tranzistorul Q_{22} .

Fig. 1.7. Menținerea „saturației” tranzistorului Q_{24} la curenți mari.

În ramura de jos a etajului de ieșire, tranzistorul Q_{24} trebuie să rămână saturat (tranzistorul Q_{20} saturat) atunci când absoarbe un curent din sarcină (de maximum 200 mA). Pentru aceasta el primește în bază numai curentul care străbate rezistența R_{12} (circa 1,5 mA pentru o tensiune de alimentare de 15 V). Există însă riscul ca tranzistorul Q_{24} să iasă ușor din saturație la curenți de sarcină mari. Când apare acest fenomen tensiunea colectorului Q_{24} crește și dioda Q_{23} se deschide, injectând în baza tranzistorului Q_{24} (prin tranzistorul saturat Q_{20}) un curent suplimentar ce menține tensiunea de la ieșire la un nivel coborât (circa 2 V). Schema din figura 1.7 prezintă partea de jos a etajului de ieșire în această situație. Caracteristica de ieșire tipică pentru acest caz este desenată în figura 1.8.

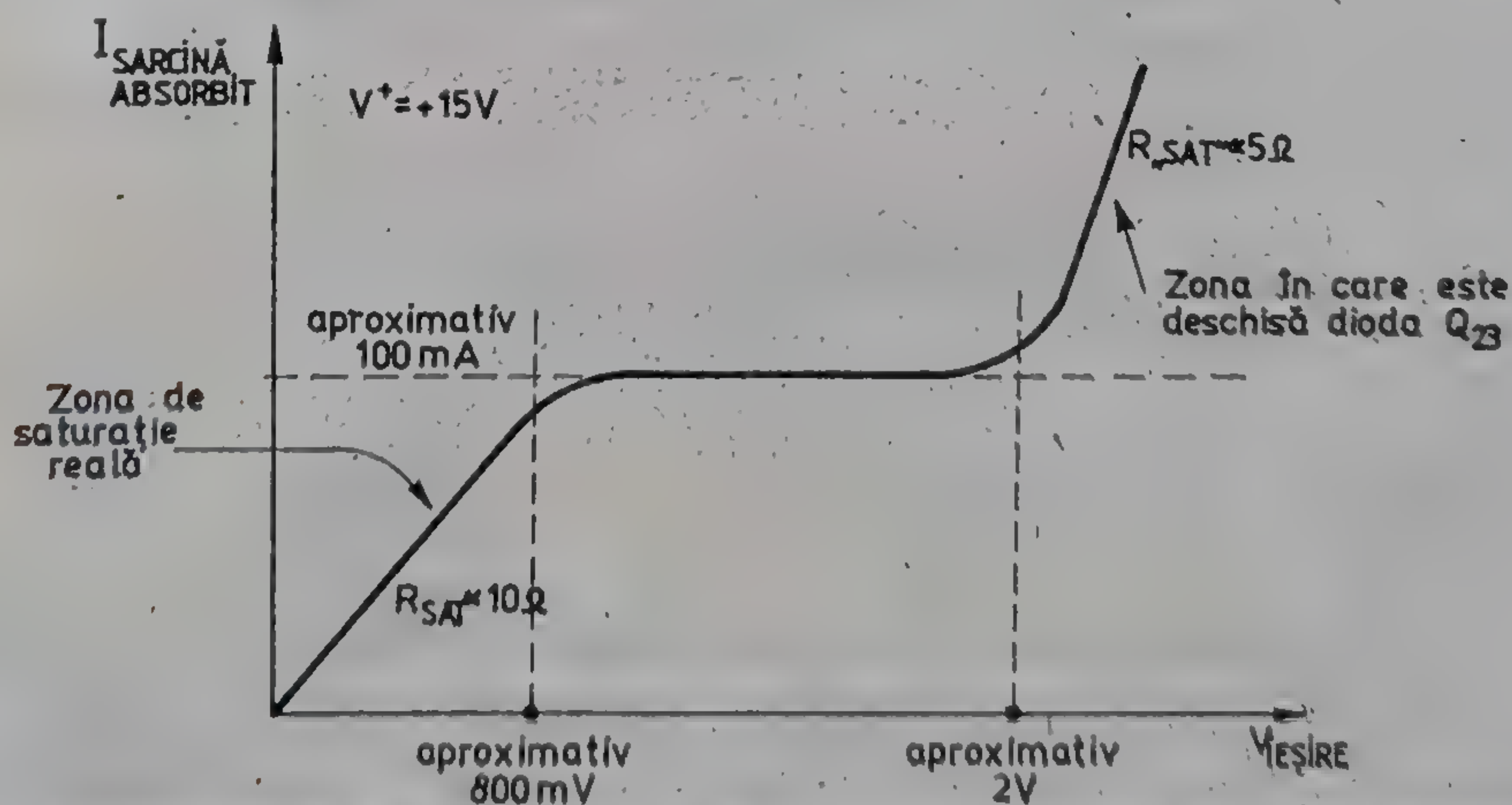


Fig. 1.8. Caracteristica de ieșire în cazul în care tranzistorul de ieșire este nevoit să absoarbă un curent important.

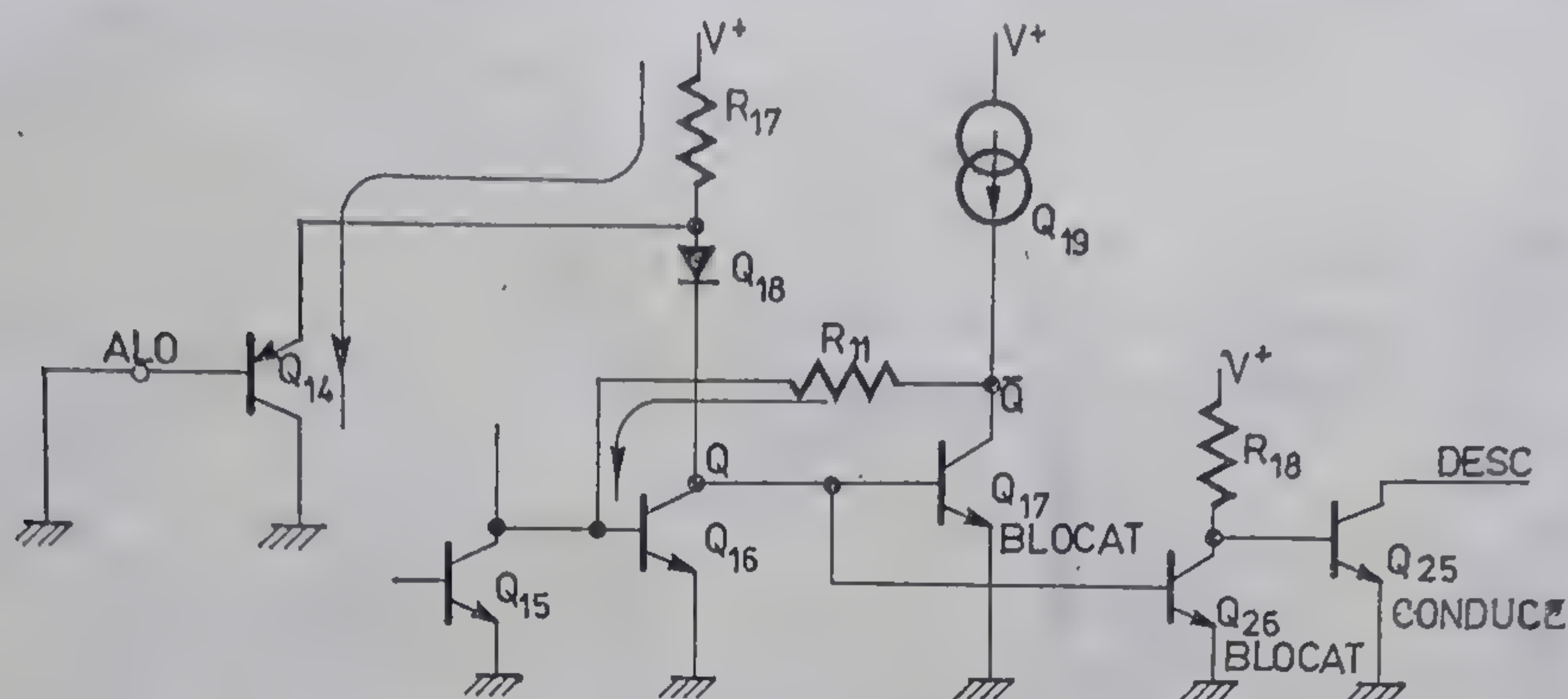


Fig. 1.9. Forțarea circuitului basculant intern în 0.

● Tranzistorul de descărcare Q_{25} este comandat prin intermediul tranzistorului Q_{26} din colectorul tranzistorului Q_{16} (ieșirea Q a circuitului basculant). Tranzistorul de descărcare Q_{25} este saturat atunci când circuitul basculant se află în starea 0; simultan tensiunea de ieșire din $\beta E 555$ este poziționată în 0. Tranzistorul Q_{14} are rolul de a forța circuitul basculant în starea 0 indiferent de starea sa anterioară.

Din figura 1.9 reiese că atunci când circuitul basculant intern se află în starea 1, emitorul tranzistorului Q_{14} este polarizat cu $+2V_{BE}$ față de masă. Dacă se coboară potențialul bazei tranzistorului Q_{14} pînă la aproximativ $+V_{BE}$, sau mai jos, atunci el se deschide, absorbind curentul ce intră în baza tranzistorului Q_{17} . Tranzistorul Q_{17} nu mai poate să conducă și în consecință circuitul basculant este forțat în starea 0.

1.4. Parametrii electrici ai circuitului $\beta E 555$

1.4.1. Valori limită absolută

Aceste valori nu vor fi depășite în niciuna din situațiile care apar în utilizarea circuitului. Depășirea acestor limite determină de obicei defectarea catastrofică a circuitului; chiar dacă circuitul nu se defectează catastrofic, fabricantul nu mai garantează performanțele specificate în foaia de catalog.

1.4.2. Parametrii electrici

În tabelul 1.1, se dau câțiva parametri electrici considerați semnificativi pentru utilizarea circuitului βE 555. Valorile sînt identice pentru toate variantele de încapsulare, cu ușoare abateri pentru deriva în temperatură a temporizării.

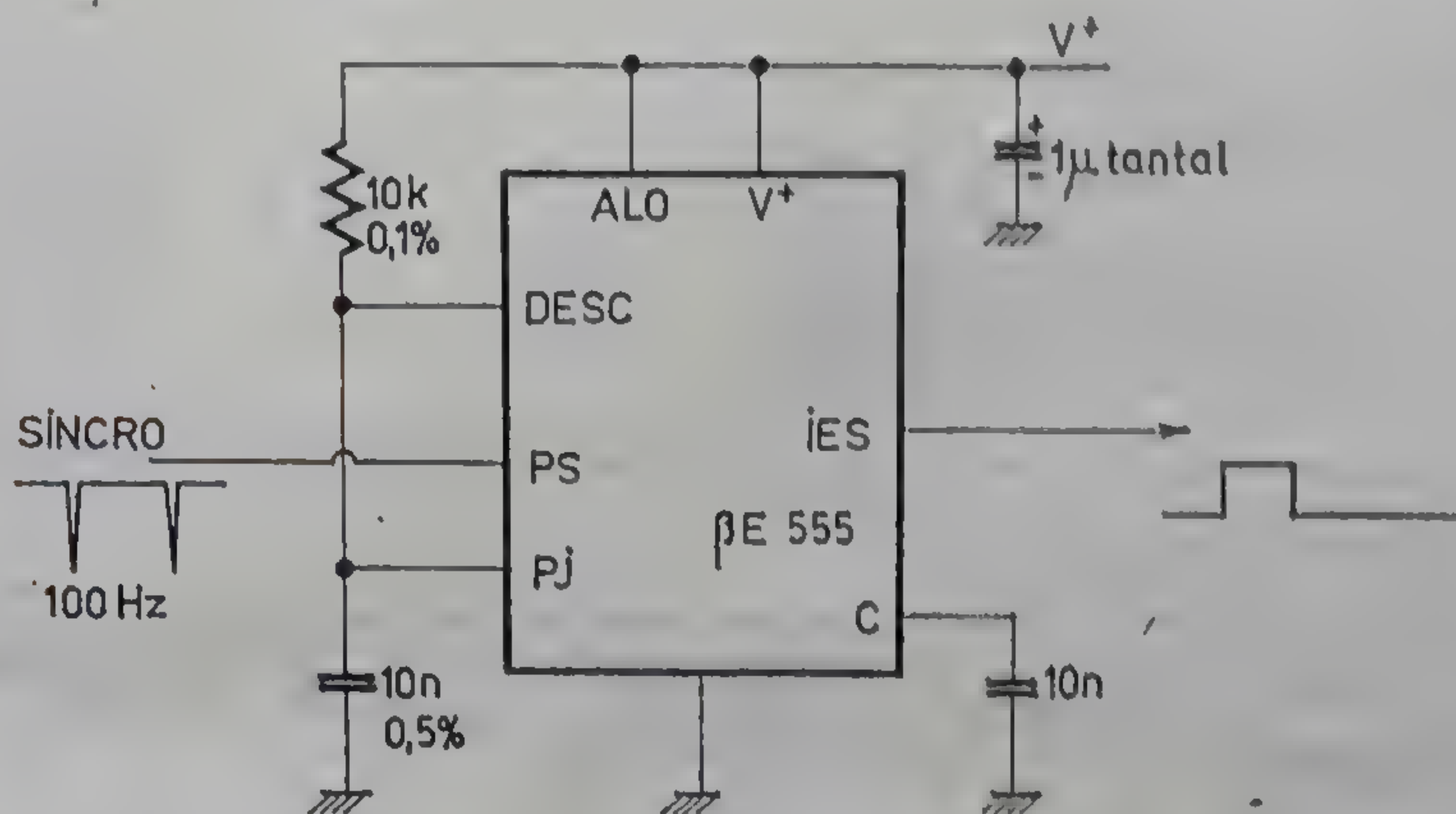


Fig. 1.10. Schema de măsură a erorii de temporizare la monostabil.

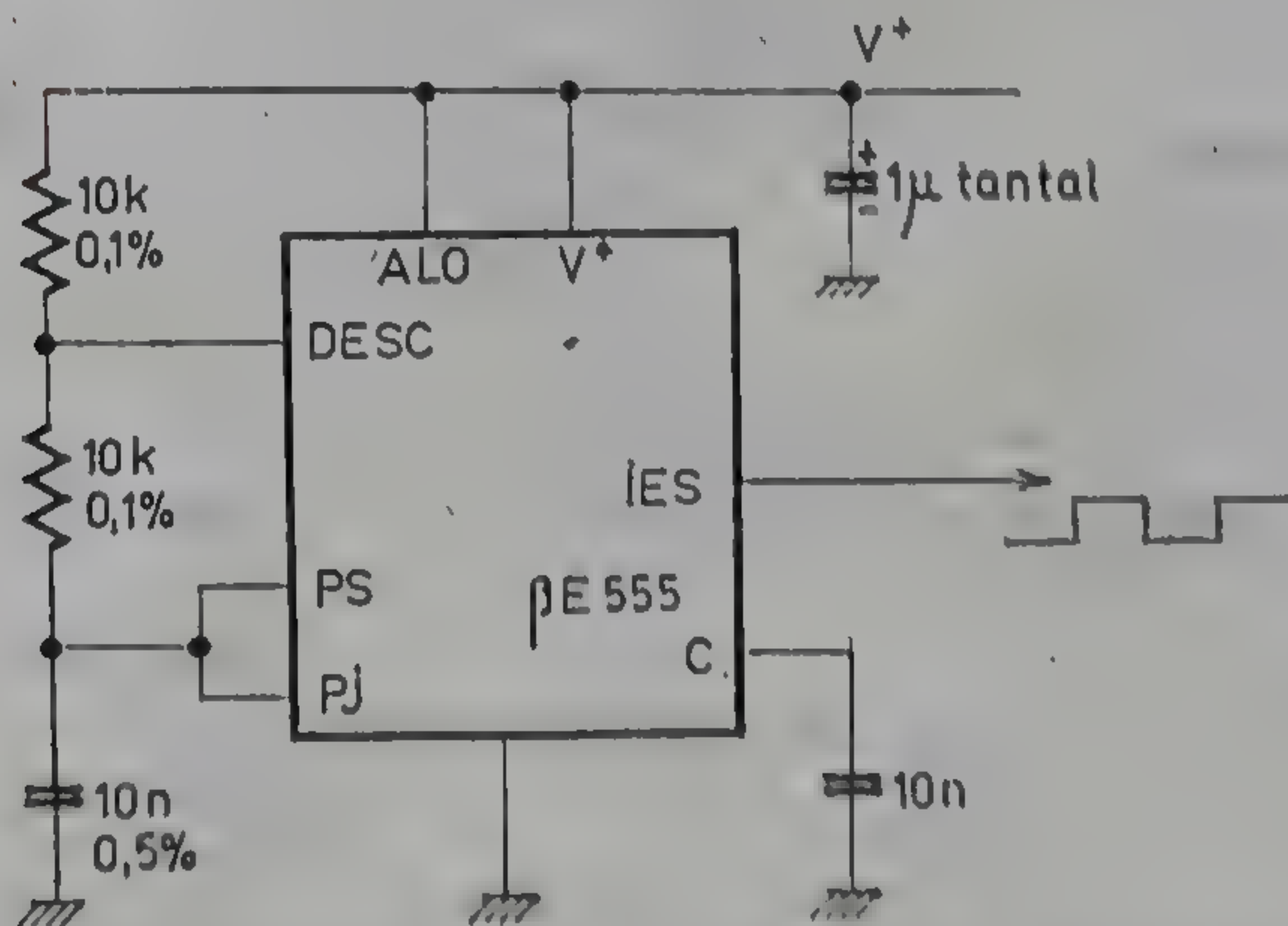


Fig. 1.11. Schema de măsură a erorii de temporizare la astabil.

Dacă nu apar alte indicații contrare, parametrii electrici înseriși în tabelul 1.1 au fost măsurați pentru o tensiune de alimentare de $V^+ = 15$ V și la o temperatură ambiantă de 25°C .

Erorile de temporizare pentru monostabil sau astabil pot fi măsurate pe schemele din figura 1.10, respectiv figura 1.11.

Tabelul 1.1

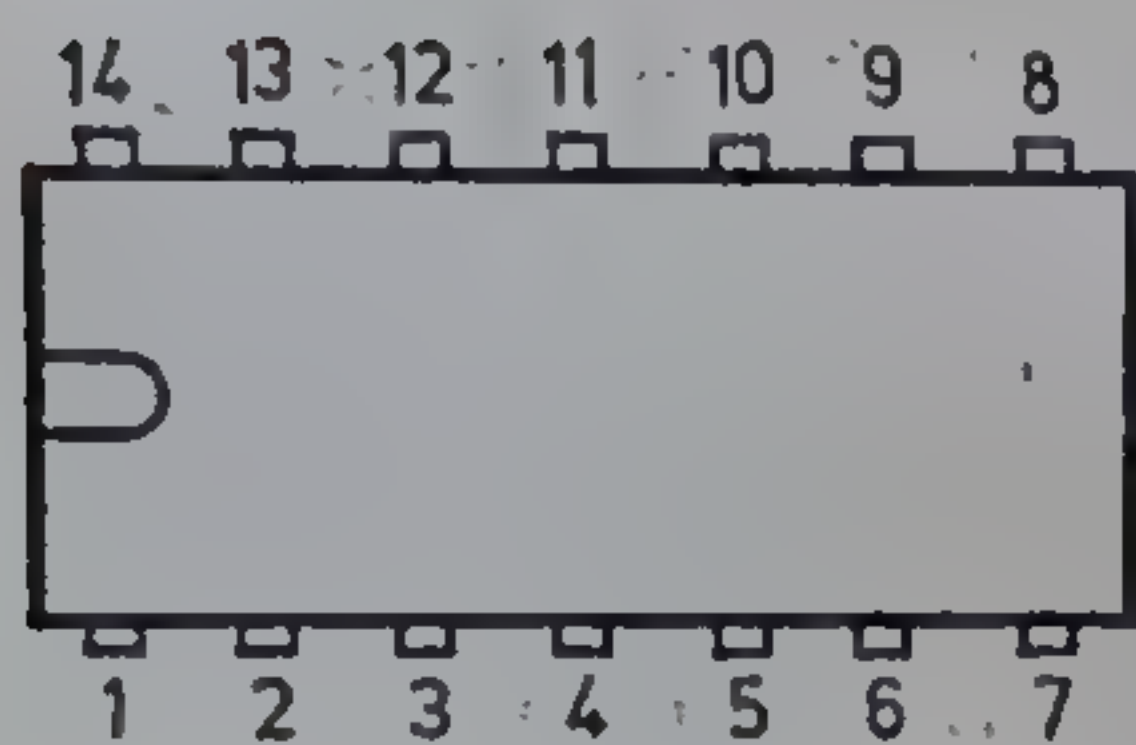
 $\beta E 555$, $\beta E 555M$

Circuite de temporizare

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

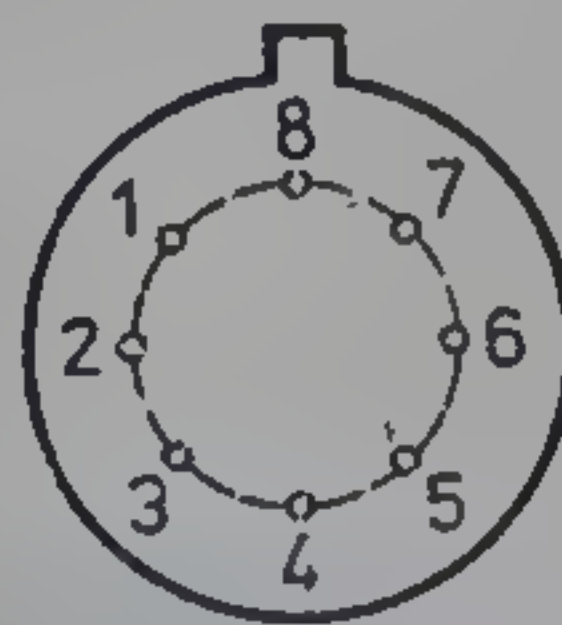
Tensiunea de alimentare	18 V
Curentul maxim de la ieșire (<i>absorbit sau debitat</i>)	200 mA
Puterea disipată maximă	500 mW
Temperatura maximă a joncțiunii: $\beta E 555$	+125°C
$\beta E 555M$	+150°C
Domeniul temperaturilor de lucru: $\beta E 555$	0°C...+70°C
$\beta E 555M$	-55°C...+125°C
Domeniul temperaturilor de stocare: $\beta E 555$	-25°C...+125°C
$\beta E 555M$	-55°C...+125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

 $\beta E 555E$ $\beta E 555ME$ 

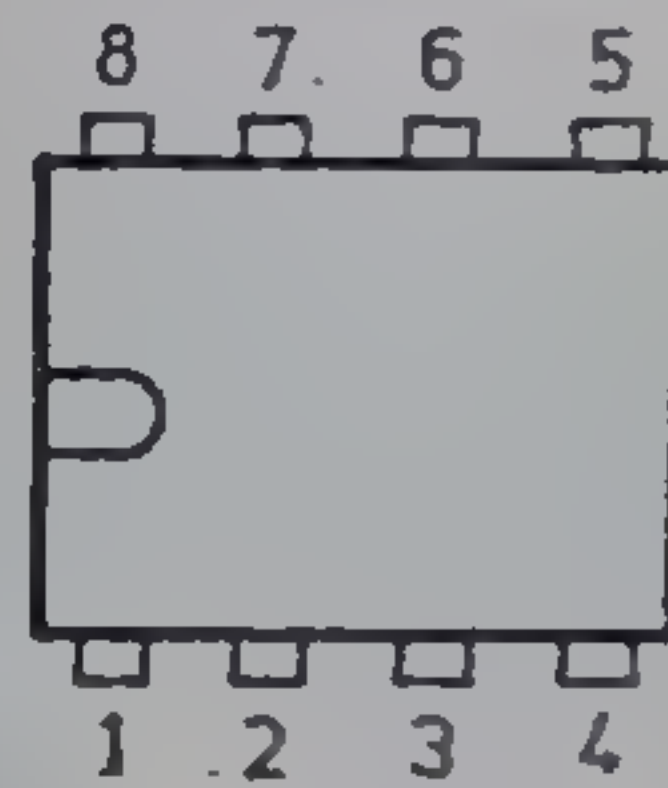
capsula TO-116

vedere de sus

 $\beta E 555H$ $\beta E 555MH$ 

capsula TO-99

vedere de sus

 $\beta E 555N$ $\beta E 555MN$ 

capsula MP-48

vedere de sus

TO-116

TO-99

Denumirea în limba română

Denumirea în limba engleză

4

1

Masă

Ground (GND)

5

2

Prag jos (PJ)

Trigger

6

3

Ieșire (O)

Output

7

4

Aducere la zero (ALO)

Reset

8

5

Control (C)

Control voltage

9

6

Prag sus (PS)

Threshold

10

7

Deșcărcare (DESC)

Discharge

11

8

Alimentare (V^+) V_{CC}

Notă: Terminalele 1, 2, 3, 12, 13, 14 ale capsulei TO-116 sînt neconectate

Tabelul 1.1 (continuare)
BE555, BE555MCARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 15\text{ V}$ dacă nu se specifică altfel)

Parametrul	Condiții	BE 555			BE 555M			Unități
		Min.	Tipic	Max.	Min.	Tipic	Max.	
Tensiunea de alimentare		4,5		18	4,5		18	V
Curentul de alimentare	$V_o = 0$ logic		10	12		10	15	mA
	$V_o = 1$ logic		8			8		mA
Tensiunea de prag sus	$V^+ = 15\text{ V}$	9	10	11	9,6	10	10,4	V
	$V^+ = 5\text{ V}$	2,6	3,33	4	2,9	3,33	3,8	V
Tensiunea de prag jos	$V^+ = 15\text{ V}$		5		4,8	5	5,2	V
	$V^+ = 5\text{ V}$		1,67		1,45	1,67	1,9	V
Tensiunea de aducere la zero		0,4	0,5	1	0,4	0,5	1	V
Curentul de declanșare la pragul de sus			100	250		100	250	nA
Curentul de declanșare la pragul de jos			500	900		10	500	nA
Curentul de aducere la zero			100	400		100	400	μA
Tensiunea de la ieșire în starea 0	$V^+ = 15\text{ V}$ I_o (absorbit)							
	$= 10\text{ mA}$		0,1	0,25		0,1	0,15	V
	$= 50\text{ mA}$		0,45	0,75		0,4	0,5	V
	$= 100\text{ mA}$		2	2,5		2	2,2	V
	$= 200\text{ mA}$		2,5			2,5		V
	$V^+ = 5\text{ V}$ I_o (absorbit) = 5 mA		0,25	0,35				V
Tensiunea de la ieșire în starea 1	$= 8\text{ mA}$ $V^+ = 15\text{ V}$ I_o (debitat)					0,1	0,25	V
	$= 100\text{ mA}$	12,5	13		12,75	13		V
	$= 200\text{ mA}$		12,5			12,5		V
	$V^+ = 5\text{ V}$ I_o (debitat) $= 100\text{ mA}$	2,5	3		2,75	3		V
Erori (vezi note)								
Monostabil (durata eroarea inițială)	$R = 10\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$		1			0,5	2	%
deriva cu temperatura	$T_a = 0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$		-50					ppm/°C
deriva cu alimentarea	$V^+ = 5\text{ V} \dots 15\text{ V}$		0,1			0,05	0,2	%/V
Astabil (frecvența eroarea inițială)	$R_A = R_B = 10\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$		2,25	7		1,5	5	%

Notă: Pentru erorile de temporizare, nu sînt incluse toleranțele și derivatele componentelor externe R , R_A , R_B , C

Tabelul 1.1 (continuare)
 $\beta E 555$, $\beta E 555M$

Parametrul	Condiții	$\beta E 555$			$\beta E 555M$			Unități
		Min.	Tipic	Max.	Min.	Tipic	Max.	
deriva cu temperatura	$T_a = 0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$ $T_a = -55^\circ\text{C} \dots$ $\dots +125^\circ\text{C}$		-150					ppm/ $^\circ\text{C}$
deriva cu alimentarea	$V^+ = 5V \dots 15V$		0,3	0,5		-90 0,15	0,2	ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th,j-a}$	$\beta E 555E$, $\beta E 555M$	200 $^\circ\text{C/W}$
		$\beta E 555H$, $\beta E 555MH$	225 $^\circ\text{C/W}$
		$\beta E 555N$, $\beta E 555MN$	250 $^\circ\text{C/W}$

1.5. Scheme fundamentale de utilizare

1.5.1. Monostabil

Circuitul $\beta E 555$ a fost astfel proiectat încât să poată fi adaptat ușor unei scheme de monostabil.

O astfel de schemă este prezentată în figura 1.12. În interiorul liniei punctate ce definește granițele circuitului $\beta E 555$ s-a desenat schema logică simplificată pentru a evidenția funcționarea.

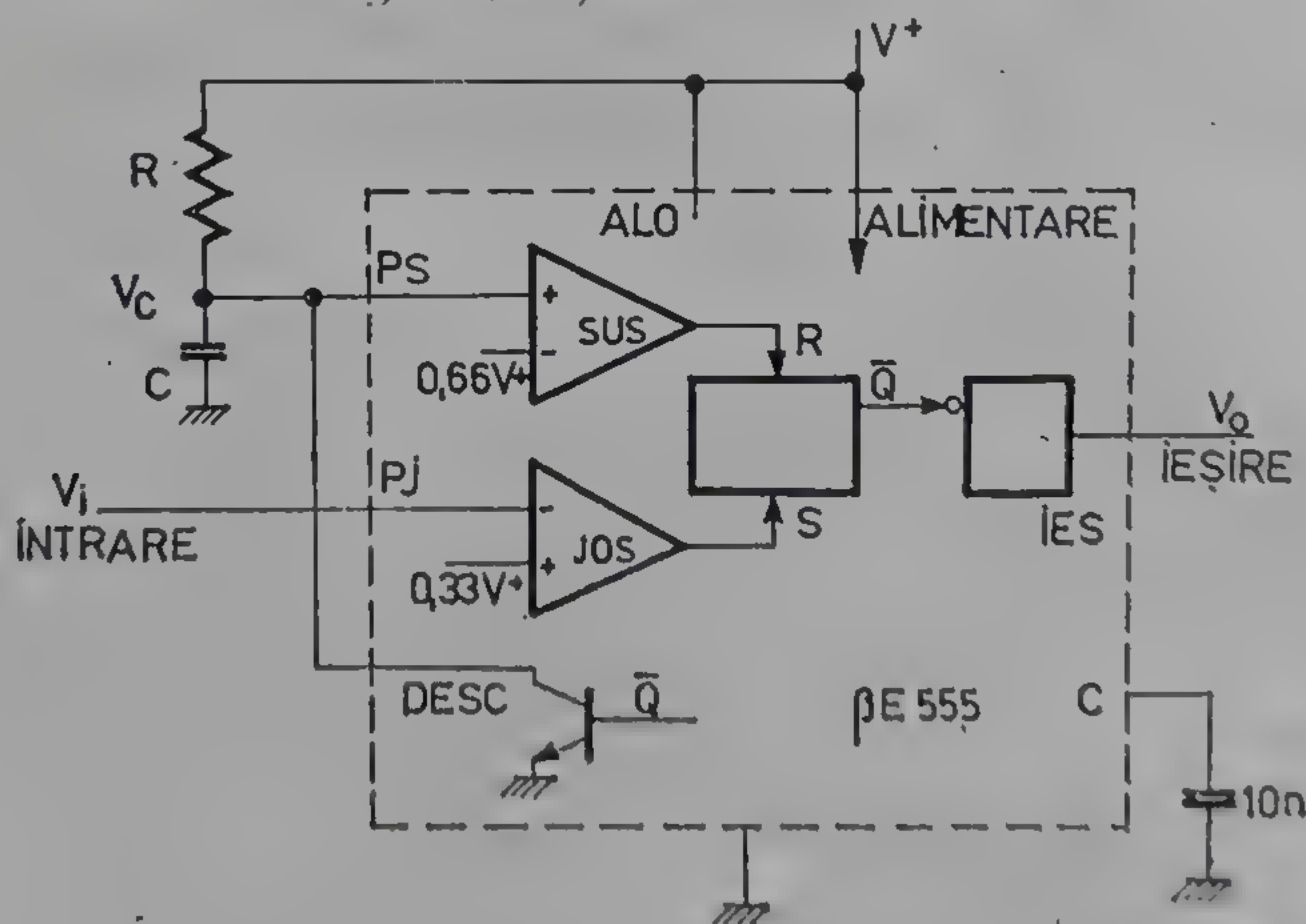
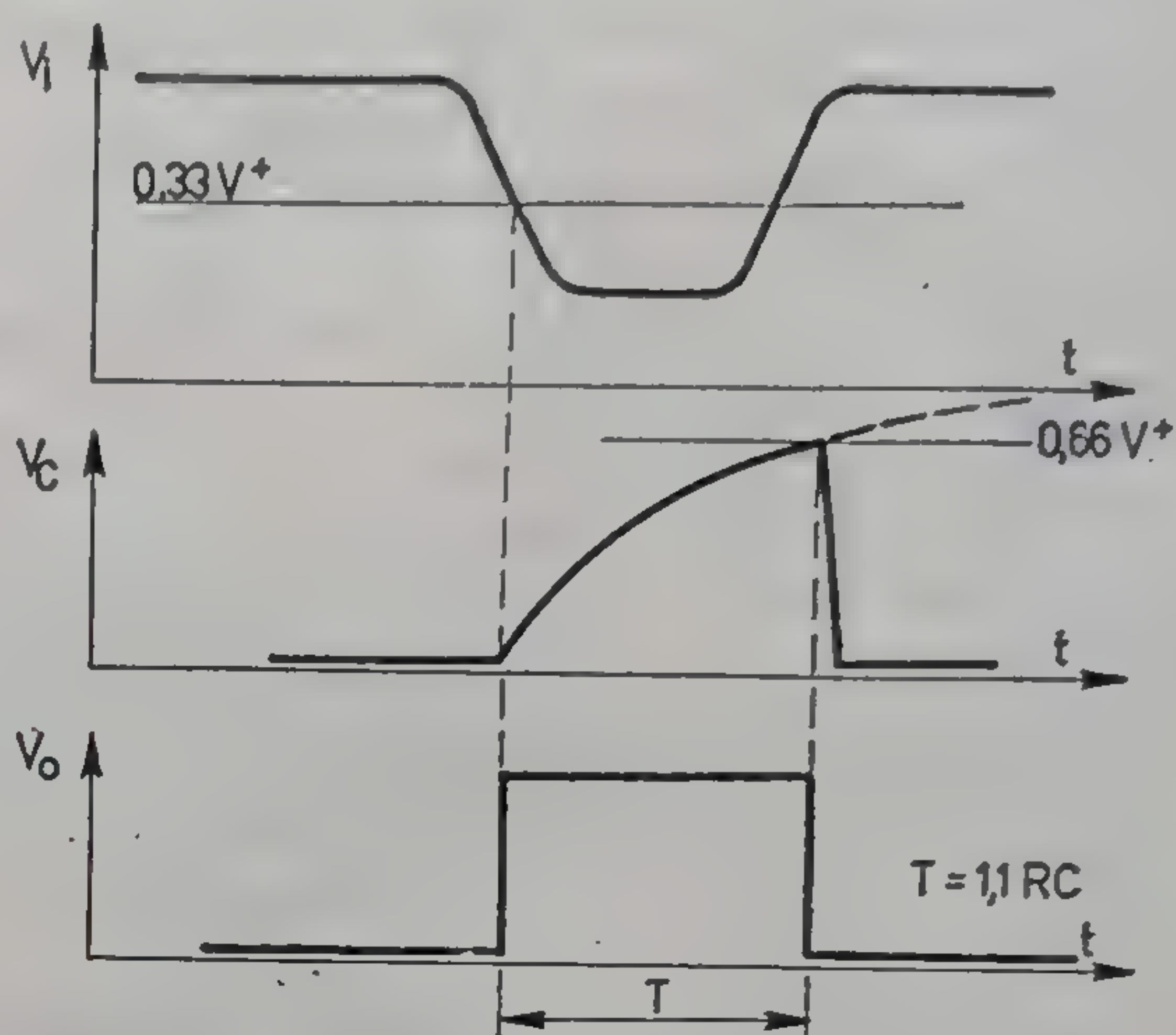
Fig. 1.12, Monostabil cu $\beta E 555$.

Fig. 1.13. Diagrama de funcționare a monostabilului.



Condensatorul de temporizare C se încarcă de la tensiunea de alimentare prin rezistența R . Descărcarea sa (la masă) se realizează prin tranzistorul de descărcare cu care este prevăzut circuitul $\beta E 555$.

Tensiunea de intrare V_i are rol de declanșare pentru procesul de temporizare. Starea staționară a schemei coincide cu starea 0 a circuitului basculant; tensiunea de la ieșire este coborâtă pînă aproape de potențialul masei, iar tranzistorul de descărcare, comandat deschis, șuntează condensatorul extern C . Tensiunea pe condensator va fi practic nulă și de aceea comparatorul „SUS” are ieșirea în starea $R = 0$. Dacă tensiunea de intrare este mai mare decît $0,33 V^+$ atunci și comparatorul „JOS” va comanda $S = 0$ circuitul basculant rămînînd un timp nedefinit în starea 1.

Atunci cînd tensiunea de intrare coboară sub nivelul de $0,33 V^+$ (vezi diagrama din figura 1.13) ieșirea comparatorului „JOS” pune intrarea S a circuitului basculant în starea 1, comutîndu-l în starea 1. Tranzistorul de descărcare se blochează, ($\bar{Q} = 0$) iar condensatorul C începe să se încarce exponențial prin rezistența R . Tensiunea de ieșire crește la o valoare apropiată de tensiunea de alimentare. În momentul în care tensiunea de la bornele sale atinge valoarea de prag a comparatorului „SUS” ($0,66 V^+$), el readuce circuitul basculant în 0. Pînă în acest moment tensiunea de intrare trebuie să revină la o valoare mai mare de $0,33 V^+$ pentru a elimina acțiunea lui S asupra circuitului basculant.

Circuitul basculant revenind în starea 0, comandă tensiunea de ieșire la aproximativ zero volți și deschide tranzistorul de descărcare. Condensatorul C se descarcă rapid și readuce $R = 0$.

Durata de temporizare T este egală cu timpul necesar condensatorului C să se încarce de la zero la $0,66$ din tensiunea de alimentare:

$$T = 1,1 RC.$$

Deoarece tensiunea de prag a comparatorului „SUS” este direct proporțională cu tensiunea de alimentare ($0,66V^+$) durata de temporizare T , nu depinde de tensiunea cu care este alimentat circuitul.

În continuare, se dau câteva observații importante relative la utilizarea ca monostabil (vezi figura 1.12) a circuitului $\beta E 555$.

● Valoarea maximă a constantei de timp utilizabilă direct este în principal limitată la două efecte:

(1) Mărirea valorii lui C conduce la utilizarea condensatoarelor electrolitice. Aceste condensatoare au de regulă și valori mari ale curentului de fugă, I_f , de ordinul a $1 \mu A$. Încărcarea unor astfel de condensatoare trebuie realizată cu un curent de cel puțin 10 ori mai mare decât curentul lor de fugă pentru a păstra o precizie rezonabilă a temporizării. Deci, utilizând o alimentare tipică de $+15 V$, valoarea maximă a rezistenței R devine:

$$R_{max} = \frac{V^+ - 0,66V^+}{10 \times I_f} = 500 \text{ k}\Omega.$$

(2) Dacă se dorește mărirea constantei de timp numai prin mărirea rezistenței, fără a se utiliza condensatoare electrolitice, limitarea apare datorită curentului de declanșare al comparatorului „SUS”. Valoarea maximă utilizabilă din motive de gabarit pentru un condensator cu poliestere este de $2,2 \mu F$. Curentul maxim de declanșare I_{a1} , pentru comparatorul „SUS”, la $25^\circ C$, este de 250 nA (este curentul de bază necesar tranzistoarelor Q_1, Q_2 pentru ca circuitul basculant intern să comute). Acest curent curge însă numai atunci când tensiunea pe condensator se află într-un interval de câteva sute de milivolți în jurul tensiunii de prag. Pe restul duratei de temporizare tranzistoarele Q_1, Q_2 sînt blocate, deci curentul de polarizare este neglijabil. Așadar, se poate considera că încărcarea condensatorului nu este afectată de $\beta E 555$ și aceasta se poate face cu un curent extrem de mic.

Totuși, în zona basculării, pentru ca circuitul basculant să poată comuta, trebuie să-i fie injectați cei 250 nA . Deci în acest moment curentul care curge prin rezistența de temporizare trebuie să fie mai mare. Valoarea maximă admisă a rezistenței este:

$$R_{max} = \frac{V^+ - 0,66 V^+}{I_{a1}} = 20 \text{ M}\Omega.$$

Se recomandă pentru a fi siguri de basculare, să nu se depășească valoarea de $10 \text{ M}\Omega$, în special în cazul în care circuitul funcționează la temperaturi ambiante mai mici decât $25^\circ C$.

Pentru un condensator de $2,2 \mu F$ și o rezistență de $10 \text{ M}\Omega$ valoarea temporizării va fi:

$$T_{max} = 24 \text{ s.}$$

● Valoarea minimă a constantei de timp

Frontul de creștere și de descreștere al tensiunii de la ieșire este de aproximativ 100 ns . Adăugînd timpii de întârziere la comutare ai comparatoarelor interne, timpii ce afectează comportarea la impulsuri scurte, rezultă că nu este indicat să se proiecteze circuite care să realizeze impulsuri mai scurte de $2 \mu s$.

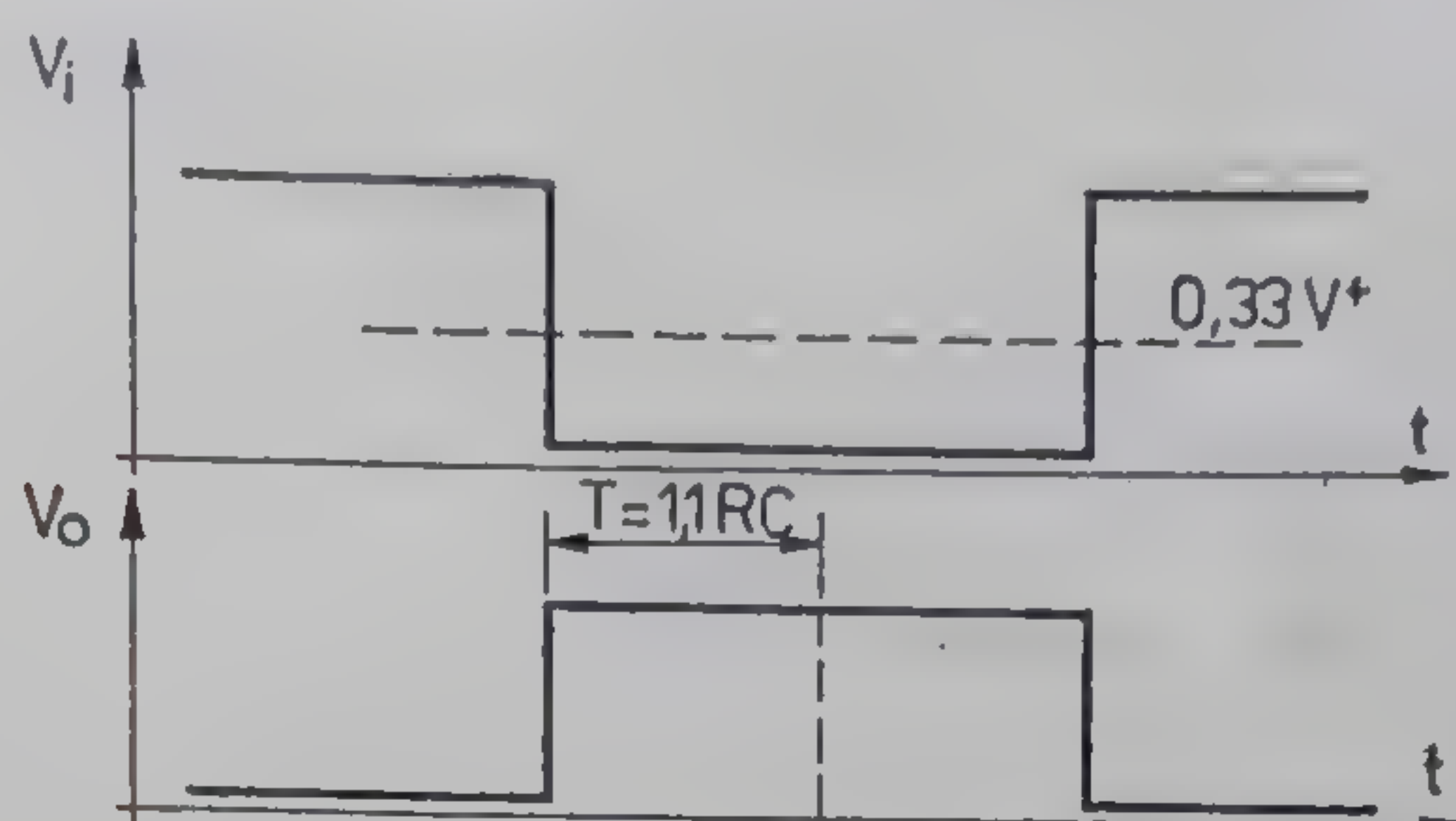


Fig. 1.14. Efectul supracomenzii la declanșare.

Se recomandă, totodată, să nu se folosească rezistențe de temporizare mai mici de $1\text{ k}\Omega$, deoarece atunci când tranzistorul de descărcare șuntează condensatorul, din sursa de alimentare se absoarbe un curent suplimentar, V^+/R , care va trece prin acest tranzistor, mărindu-i disipația peste măsură de mult.

De asemenea, este de dorit ca valoarea condensatorului C să nu scadă sub aproximativ 50 pF , astfel încât capacitatea de intrare în circuitul $\beta E 555$ sau capacitatea parazită a montajului practic să nu conteze.

● Dacă comanda pe intrare se prelungește peste temporizarea pentru care este dimensionat circuitul monostabil, ieșirea urmărește semnalul de comandă de la intrare, V_i (vezi figura 1.14). Temporizarea rămâne mascată sub lățimea impulsului de comandă.

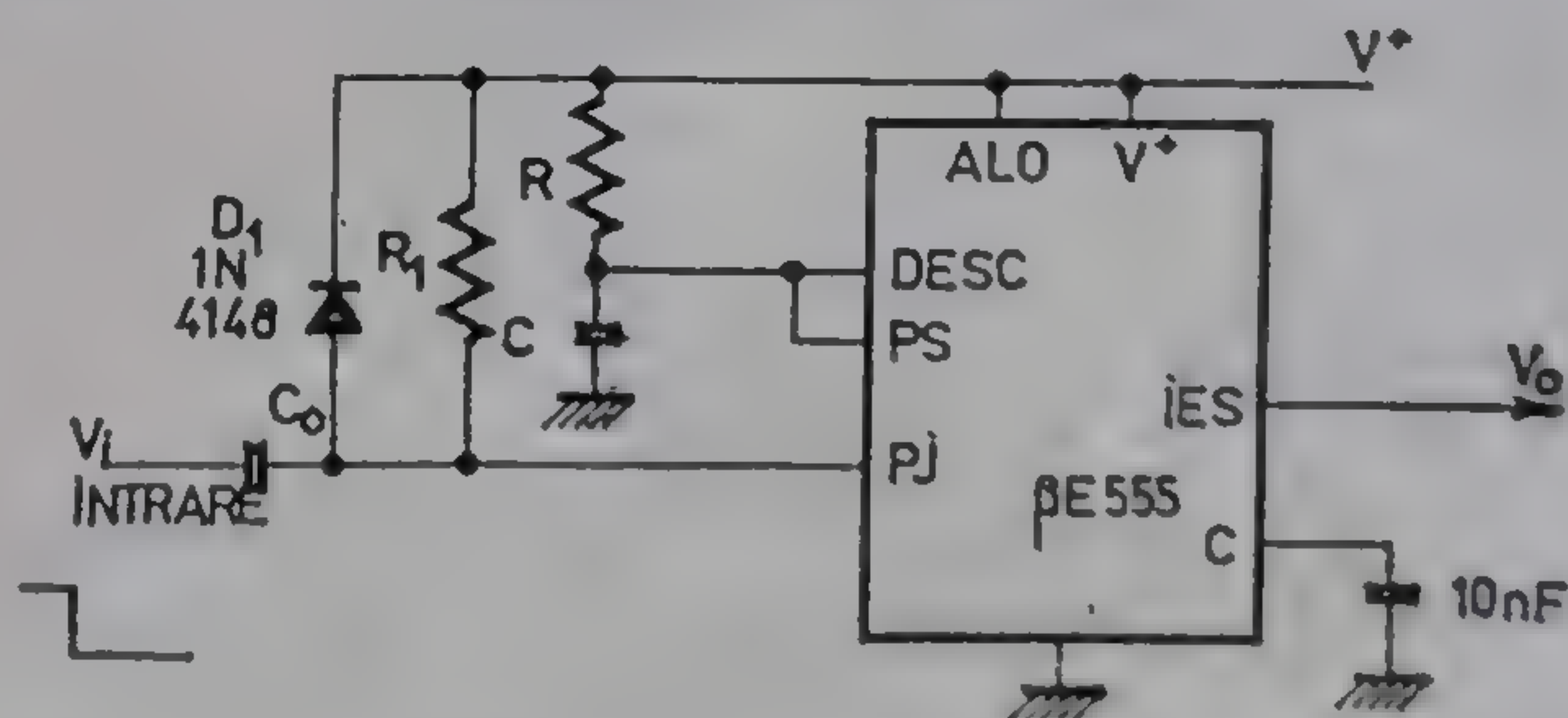
Pentru a realiza o declanșare corectă și în cazul în care comanda disponibilă este mai lungă decât durata de temporizare, se va folosi o rețea de derivare ca în figura 1.15, ținând însă cont de următoarele restricții simultane:

$$5C_0R_1 \leq T$$

$$\Delta V_i > 0,66 \cdot V^+$$

unde $T = 1,1 RC$. Formele de undă sînt indicate în figura 1.16.

Fig. 1.15. Declanșarea monostabilului prin rețea de derivare.



● Monostabil TTL. Pentru o compatibilitate „perfectă” cu sistemul logic TTL, un monostabil construit cu circuitul $\beta E 555$ poate fi încadrat atît la

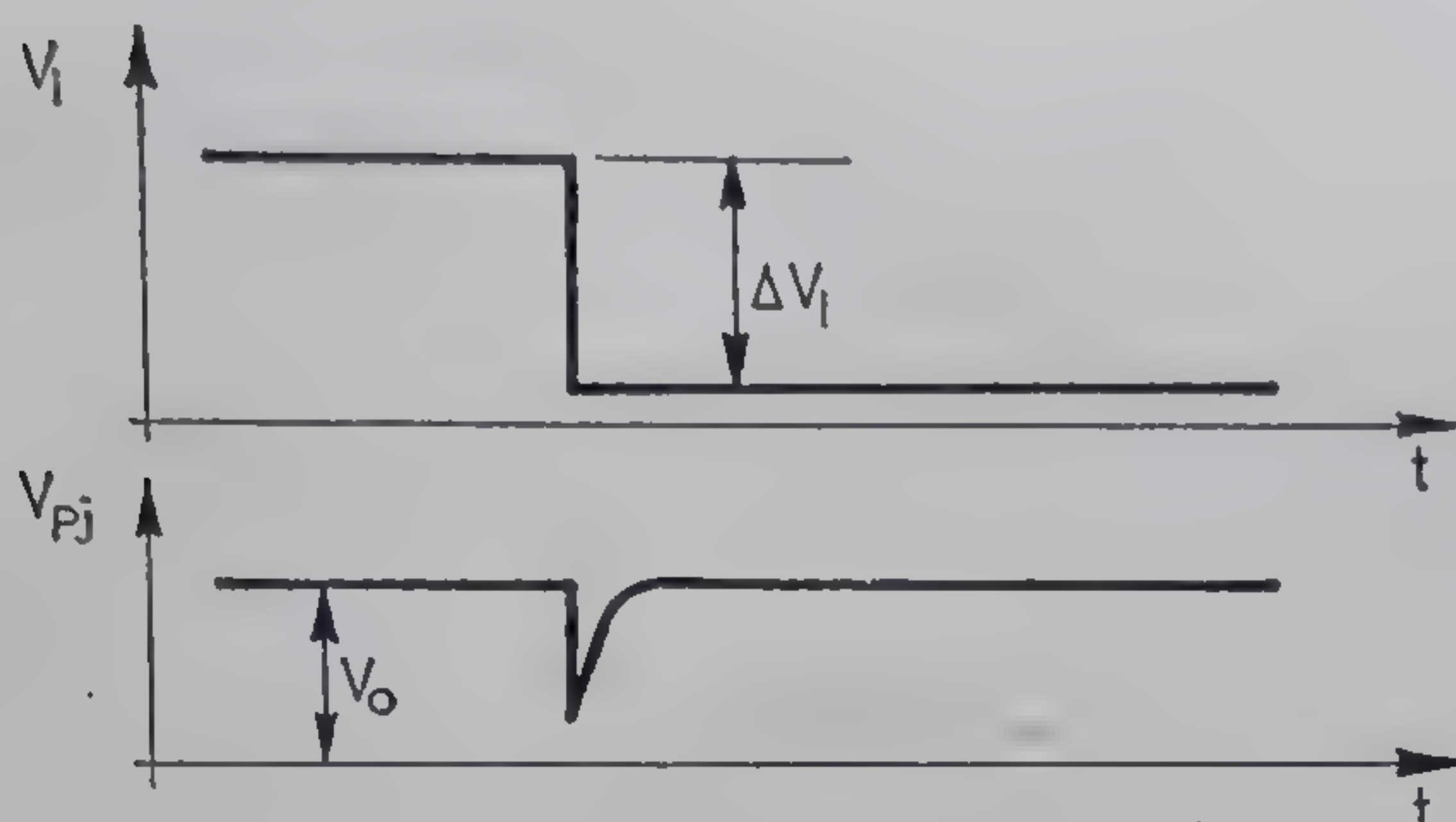


Fig. 1.16. Formele de undă pentru circuitul din figura 1.15.

intrare, cât și la ieșire de porți TTL (de exemplu *CDB 400E*), ca în figura 1.17. Se remarcă alimentarea comună a celor două categorii de circuite. În această manieră compatibilitatea este extinsă pînă la fronturile semnalelor manipu-

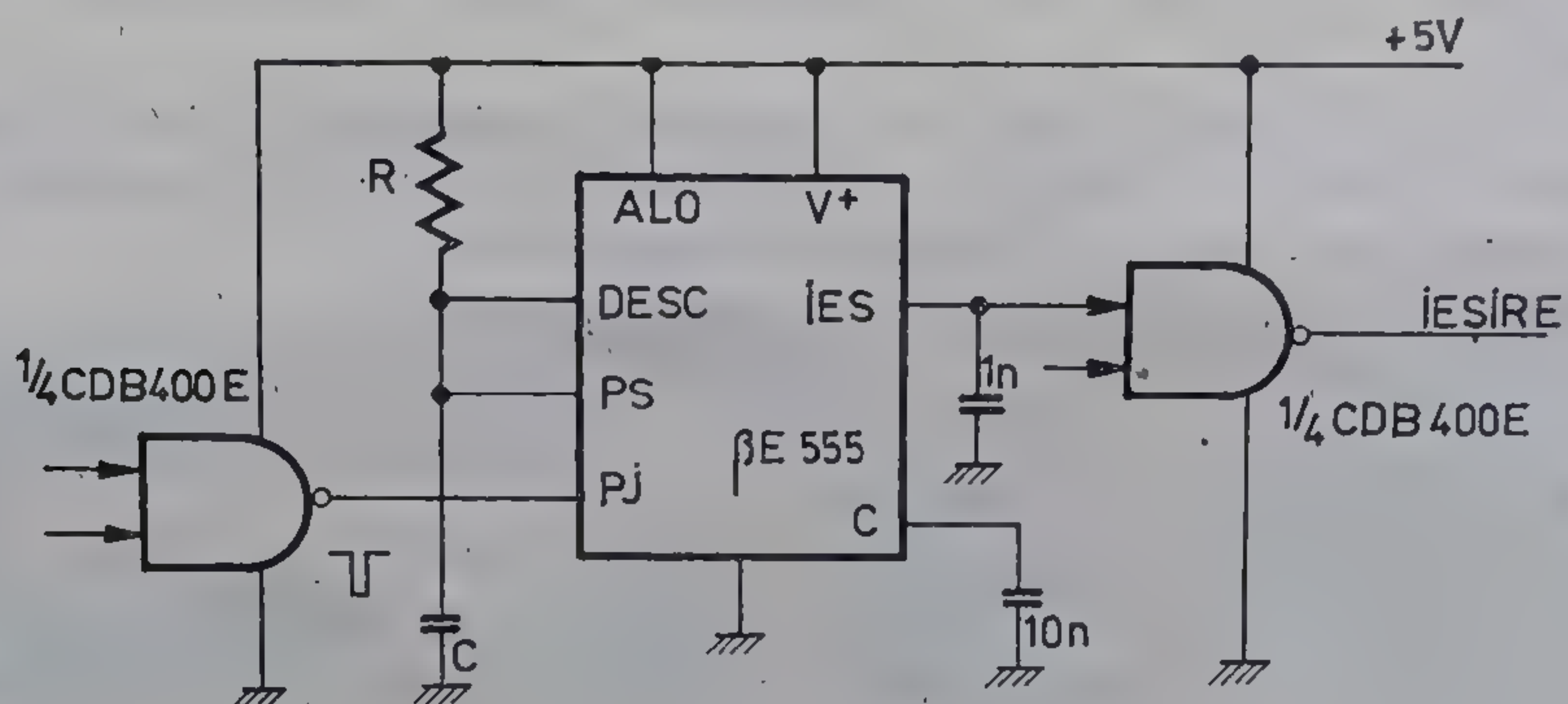


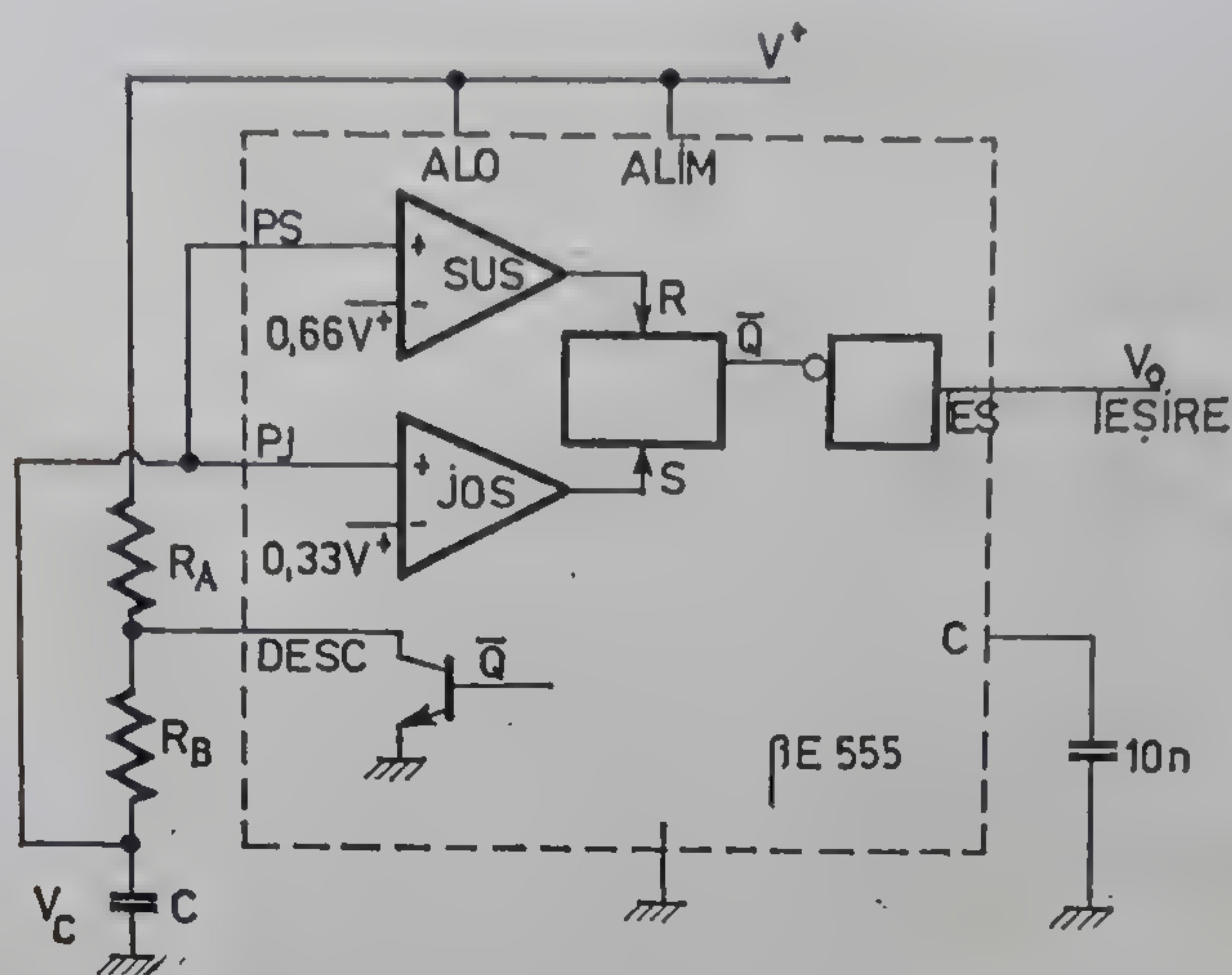
Fig. 1.17. Monostabil TTL.

late de intrare sau ieșire. Bineînțeles că limitările de viteză a lui $\beta E 555$, menționate anterior, rămîn valabile. Acest aranjament are avantajul net al preciziei și stabilității temporizării, față de monostabilele TTL „clasice” (de exemplu *CDB 4121E*).

1.5.2. Astabil

O a doua utilizare devenită clasică pentru circuitul integrat $\beta E 555$ o constituie oscilatorul de relaxare (astabil) a cărui schemă este dată în figura 1.18. Cele două intrări de comparare (*PS* și *PJ*) sînt conectate împreună și urmăresc tensiunea de pe condensatorul *C*.

Condensatorul *C* se încarcă de la sursa de alimentare V^+ prin rezistențele R_A și R_B (tranzistorul de descărcare este blocat). În momentul în care ten-

Fig. 1.18. Astabil cu $\beta E 555$.

siunea pe condensator atinge pragul de sus ($0,66 V^+$) schema basculează și tranzistorul de descărcare se saturează. Condensatorul C se descarcă prin rezistența R_B la masă. În momentul în care tensiunea pe condensatorul C atinge nivelul pragului de jos ($0,33 V^+$) schema rebasculează, tranzistorul de descărcare se blochează și, ca urmare, se reia procesul de încărcare.

În consecință, tensiunea pe condensatorul C va evolua între $0,33 V^+$ și $0,66 V^+$ după o lege exponențială. În același timp, tensiunea de ieșire din circuitul integrat $\beta E 555$, fiind impusă de starea circuitului basculant intern, va „sări” între două nivele, unul coborât (egal cu V_{CEsat}), iar celălalt ridicat (egal cu $V^+ - 2V_{BE}$). În figura 1.19 se poate urmări variația în timp a tensiunii de la bornele condensatorului, V_C , și corelat cu aceasta, variația în timp a tensiunii de la ieșire, V_o , pentru circuitul astabil reprezentat în figura 1.18. Se remarcă faptul că tensiunea de ieșire este la nivel ridicat în perioada de timp în care tensiunea de pe condensator crește.

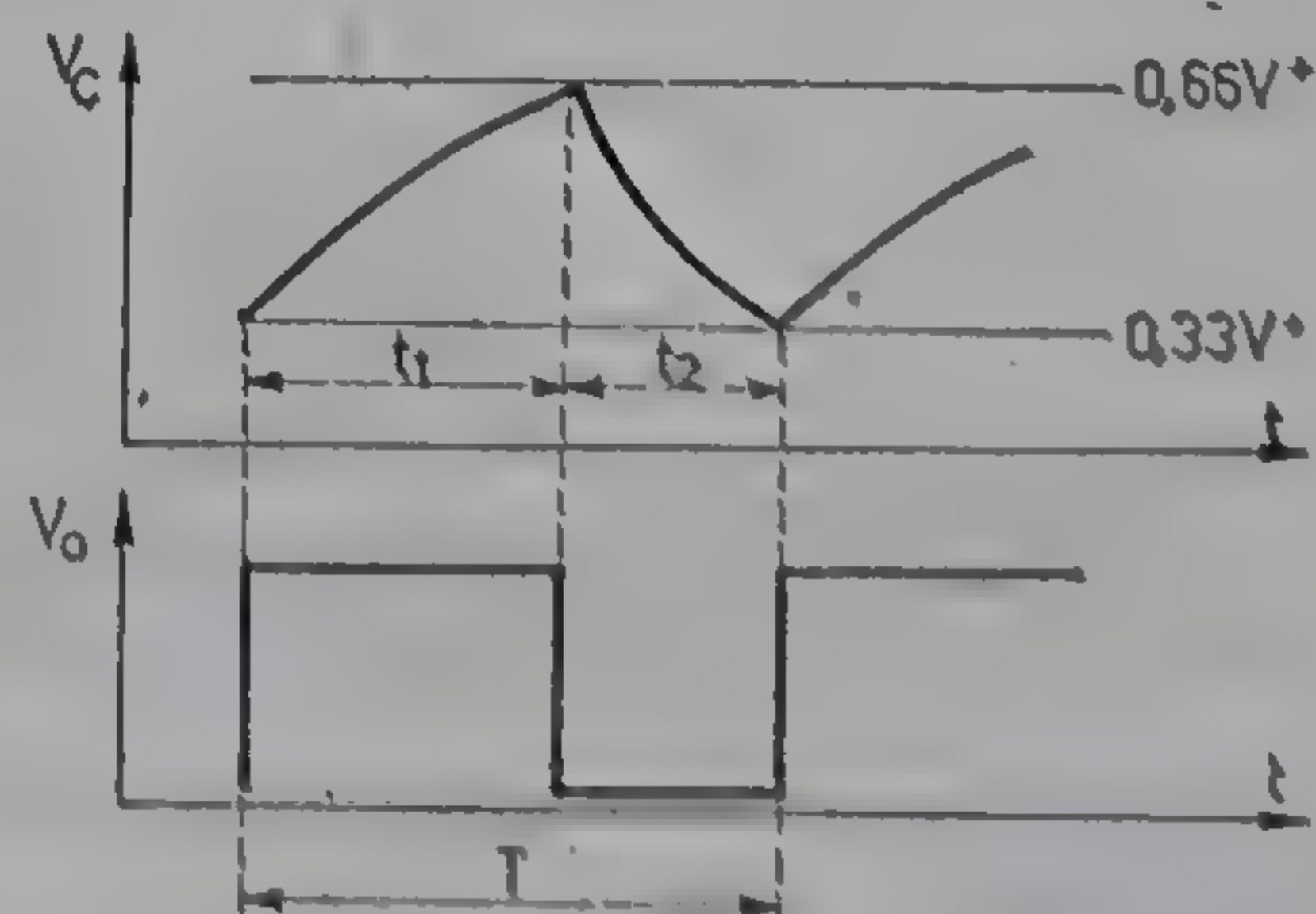


Fig. 1.19. Formele de undă la astabil.

Calculul perioadei de oscilație pleacă de la relația care descrie încărcarea unui condensator printr-o rezistență de la o sursă de tensiune.

$$v_C = (V_{cf} - V_{ci}) (1 - e^{-t/\tau_1}) + V_{ci}$$

relație în care s-au utilizat următoarele notații:

v_C — tensiunea pe condensator;

V_{cf} — tensiunea finală la care se încarcă condensatorul C după un timp infinit (tensiunea de alimentare);

V_{ci} — tensiunea inițială existentă la bornele condensatorului C ;

τ — constanta de timp de încărcare.

În cazul schemei din figura 1.18 durata de încărcare, t_1 , rezultă din ecuația

$$0,66 V^+ = (V^+ - 0,33 V^+) (1 - e^{-t_1/[(R_A + R_B)/C]}) + 0,33 V^+$$

cu soluția:

$$t_1 = (R_A + R_B) C \ln 2.$$

Descărcarea condensatorului prin rezistența R_B este descrisă de relația

$$v_C = V_{ci} e^{-t/\tau_2}$$

din care rezultă pentru durata de descărcare, t_2 , ecuația

$$0,33 V^+ = 0,66 V^+ e^{-t_2/R_B C}$$

cu soluția

$$t_2 = R_B C \ln 2.$$

Perioada oscilației, T , va fi dată de suma celor două durate de încărcare, respectiv de descărcare, $T = t_1 + t_2$:

$$T = (2R_B + R_A) C \ln 2^*)$$

Trebuie observat că nici una din duratele de mai sus *nu depinde de tensiunea de alimentare*, V^+ . Rezultă că frecvența oscilației generate de astabilul din figura 1.18 va avea o bună stabilitate față de variațiile tensiunii de alimentare.

Factorul de umplere al tensiunii dreptunghiulare generată la ieșire este:

$$F = \frac{t_1}{T} = \frac{1}{1 + \frac{R_B}{R_A + R_B}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{R_A}{R_B} + 1}}$$

Valorile care se pot obține pentru factorul de umplere cu schema din figura 1.18 sînt cuprinse teoretic în gama 0,5 ... 1. Forma de undă simetrică

* De multe ori în expresia perioadei de oscilație nu se scrie $\ln 2$, ci direct valoarea sa aproximativă 0,693.

($\bar{F} = 0,5$) apare numai în cazul ideal când $R_A = 0$. Se recomandă ca în practică valoarea rezistenței R_A să nu coboare sub

$$R_{A\ min} = \frac{V^+}{1\text{mA}}$$

curentul de 1 mA fiind valoarea curentului suplimentar prin tranzistorul de descărcare în afara curentului de descărcare al condensatorului care circulă prin R_B .

Valorile maxime ale rezistențelor ce pot fi folosite pentru această schemă de astabil sînt limitate de aceleași efecte (curenții de declanșare la comparatoare) care au fost descrise la schema de monostabil.

● **Modificarea factorului de umplere.** Printr-o ușoară schimbare a circuitului extern de temporizare se pot obține factori de umplere cuprinși între, aproximativ, 0,05 și 0,95.

Un astfel de circuit este reprezentat în figura 1.20. Ideea este simplă: cu ajutorul a două diode, D_1 și D_2 se separă căile de încărcare și descărcare ale condensatorului C . Încărcarea are acum loc numai prin rezistența R_A , deoarece dioda D_2 este blocată, iar dioda D_1 conduce. Dacă se neglijează căderea de tensiune pe dioda D_1 , timpul de încărcare al condensatorului C între $0,33 V^+$ și $0,66 V^+$ este dat de relația:

$$t_1 = R_A C \ln 2.$$

În perioada de descărcare dioda D_1 este blocată, iar prin dioda D_2 se închide curentul de descărcare al condensatorului C prin rezistența R_B . Timpul de descărcare este dat de relația:

$$t_2 = R_B C \ln 2.$$

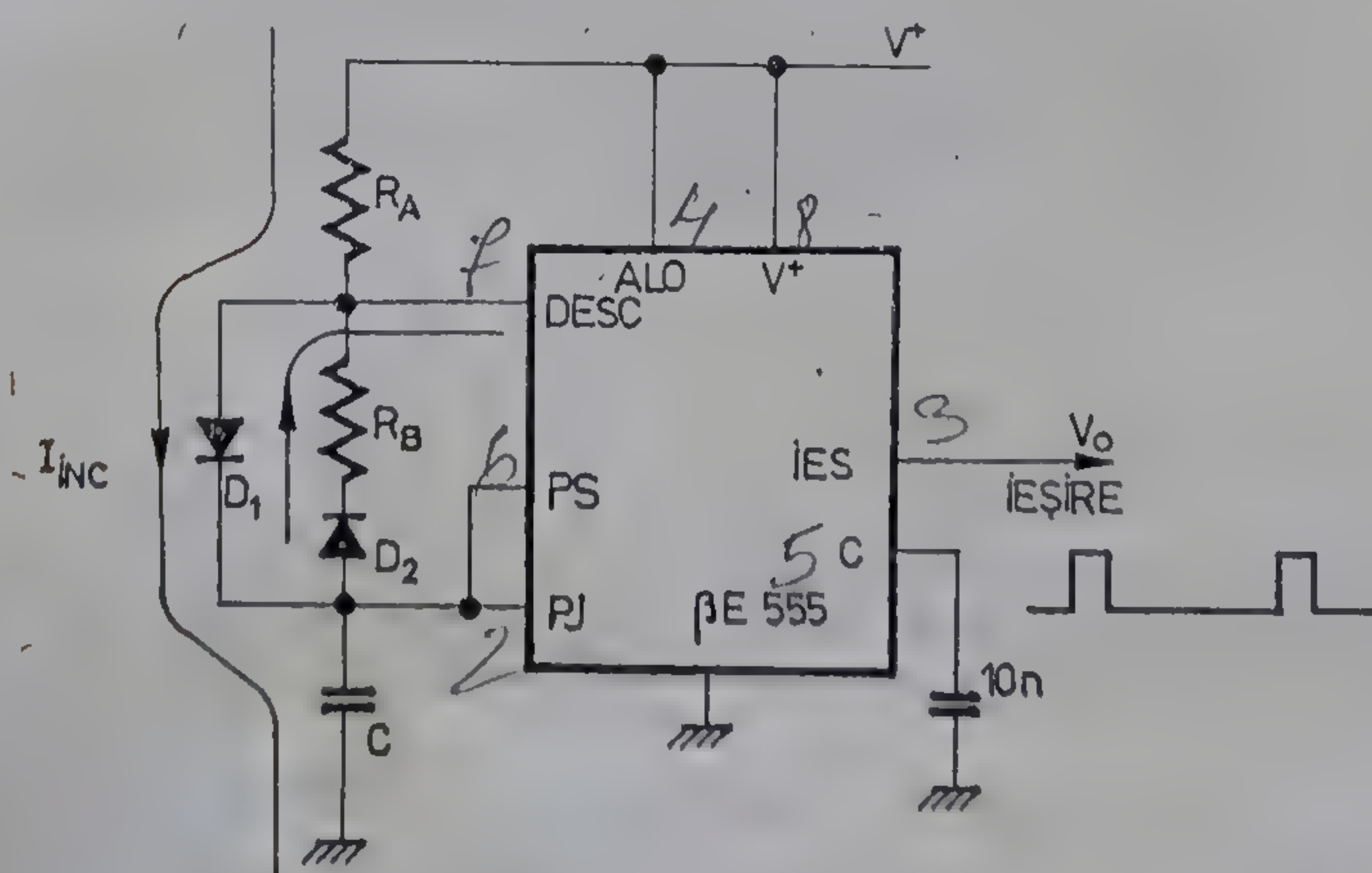


Fig. 1.20. Astabil cu factor de umplere mic.

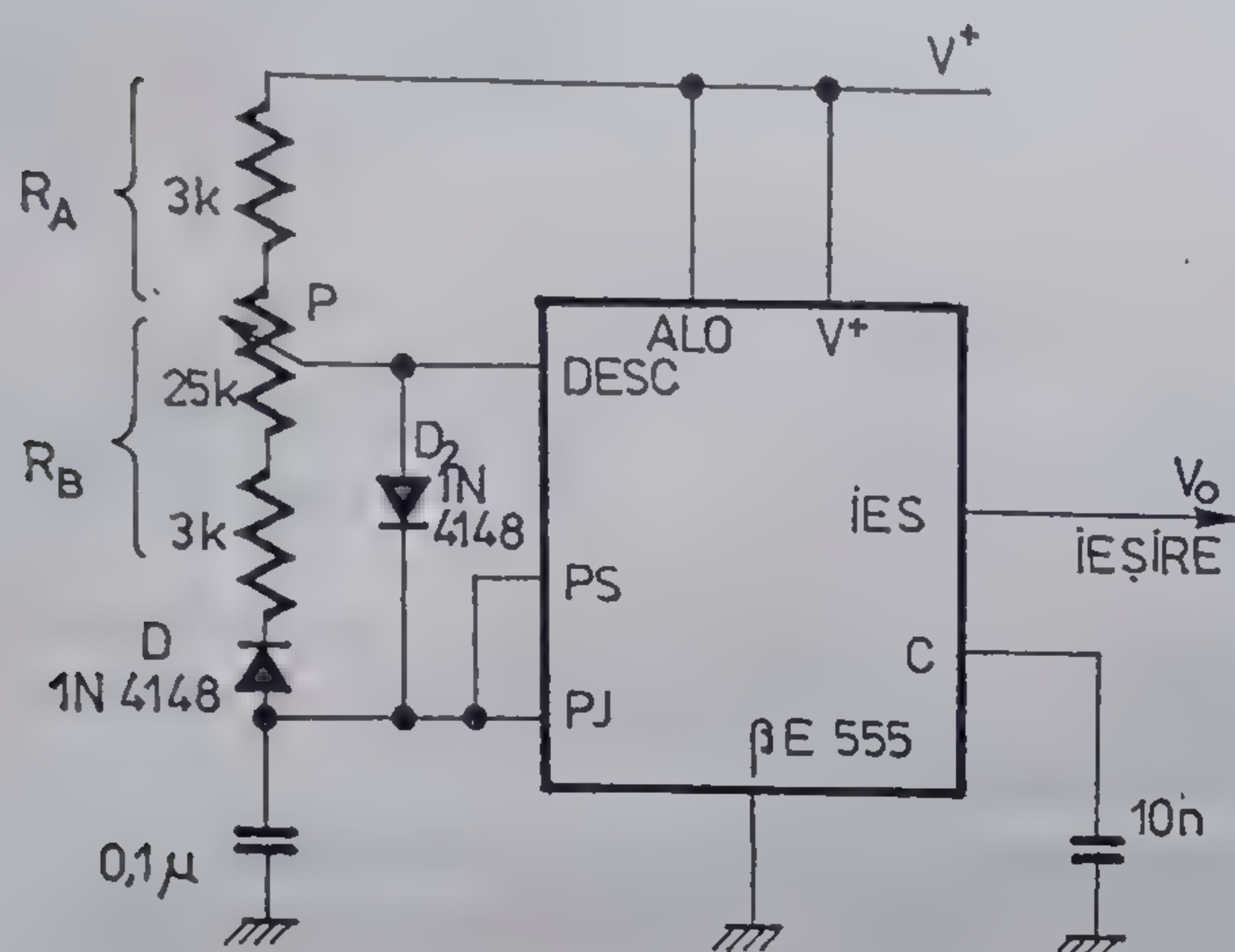


Fig. 1.21. Astabil cu factorul de umplere reglabil între 10% și 90%

Expresiile perioadei de oscilație și ale factorului de umplere rezultă direct:

$$T = t_1 + t_2 = (R_A + R_B)C \ln 2,$$

$$F = \frac{R_A}{R_B}.$$

Pentru o funcționare corectă se recomandă ca valoarea rezistenței R_L să nu scadă sub valoarea de 3 k Ω .

În figura 1.21 s-a reprezentat un astabil al cărui factor de umplere poate fi reglat continuu prin poziția potențiometrului P . Se obțin reglaje ale factorului de umplere între 10% și 90%, perioada oscilației rămânând constantă cu o eroare mai mică de 1%.

● **Astabil cu frecvența reglabilă pe o plajă largă.** Printr-o mică modificare în schema standard a unui astabil se poate obține un oscilator cu frecvența reglabilă într-o plajă extrem de largă. Schema circuitului este desenată în figura 1.22 a. Rețeaua de încărcare R_A , R_B nu mai este conectată la bara de alimentare, ci la o tensiune reglabilă, V_{IN} . Reluând ecuațiile de funcționare (încărcare, descărcare) ale astabilului, în acest caz se obține:

$$t_1 = (R_A + R_B)C \ln \frac{V_{IN} - 0,33 V^+}{V_{IN} - 0,66 V^+}$$

$$t_2 = R_B C \ln 2.$$

Pentru tensiuni de intrare apropiate de valoarea $0,66 V^+$ (dar mai mari decât aceasta) durata t_1 crește foarte mult. Atunci când se atinge acest prag, t_1 devine practic infinit și tensiunea de la ieșirea circuitului $\beta E 555$ rămâne la nivel ridicat.

Frecvența depinde însă puternic neliniar de tensiunea V_{IN} și de tensiunea de alimentare V^+ . În această schemă se pot utiliza valori pentru tensiunea de intrare V_{IN} mai mari decât tensiunea de alimentare, fără a pune în pericol

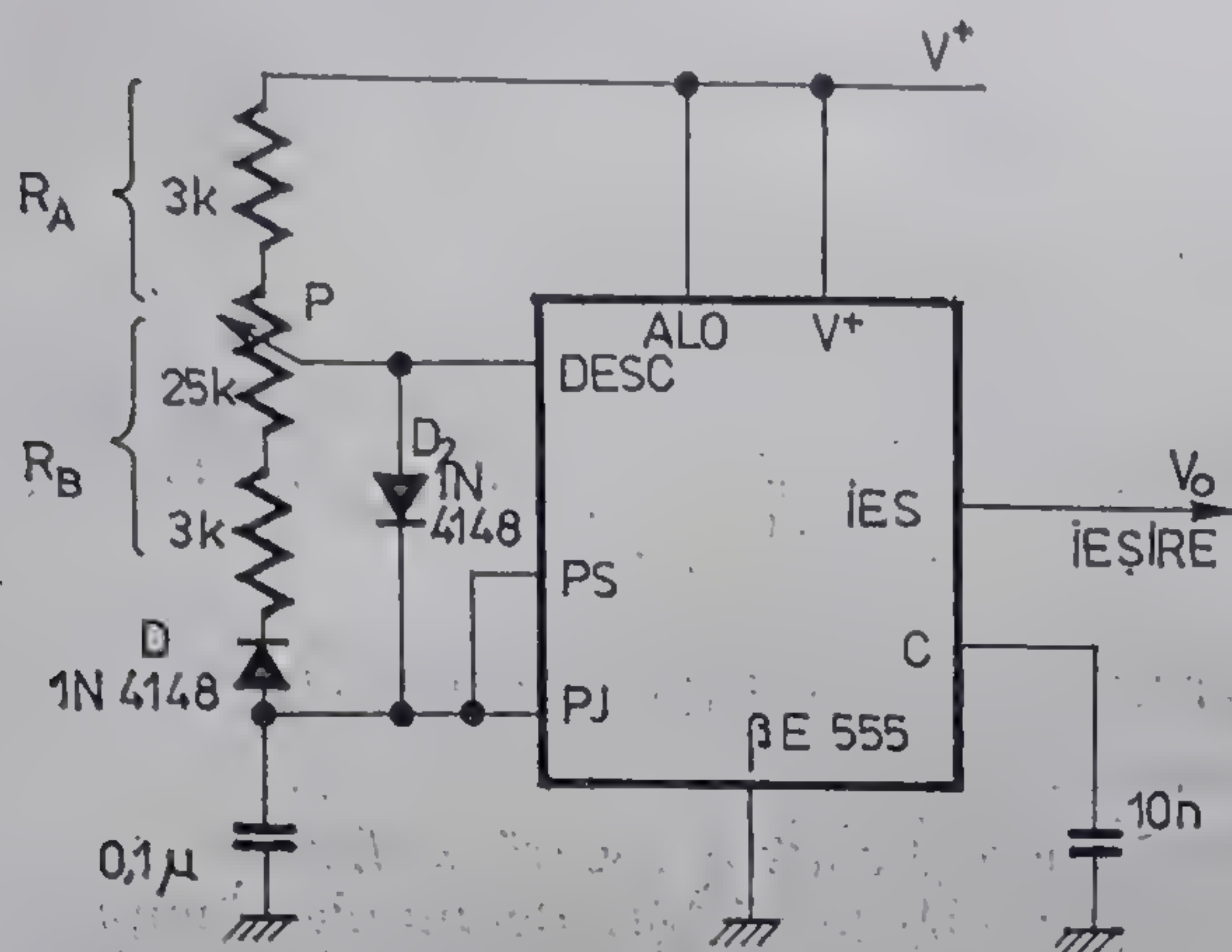


Fig. 1.21. Astabil cu factorul de umplere reglabil între 10% și 90%

Expresiile perioadei de oscilație și ale factorului de umplere rezultă direct:

$$T = t_1 + t_2 = (R_A + R_B)C \ln 2,$$

$$F = \frac{R_A}{R_B}.$$

Pentru o funcționare corectă se recomandă ca valoarea rezistenței R_A să nu scadă sub valoarea de 3 kΩ.

În figura 1.21 s-a reprezentat un astabil al cărui factor de umplere poate fi reglat continuu prin poziția potențiometrului P . Se obțin reglaje ale factorului de umplere între 10% și 90%, perioada oscilației rămânând constantă cu o eroare mai mică de 1%.

● **Astabil cu frecvența reglabilă pe o plajă largă.** Printr-o mică modificare în schema standard a unui astabil se poate obține un oscilator cu frecvența reglabilă într-o plajă extrem de largă. Schema circuitului este desenată în figura 1.22 a. Rețeaua de încărcare R_A , R_B nu mai este conectată la bara de alimentare, ci la o tensiune reglabilă, V_{IN} . Reluând ecuațiile de funcționare (încărcare, descărcare) ale astabilului, în acest caz se obține:

$$t_1 = (R_A + R_B)C \ln \frac{V_{IN} - 0,33 V^+}{V_{IN} - 0,66 V^+}$$

$$t_2 = R_B C \ln 2.$$

Pentru tensiuni de intrare apropiate de valoarea $0,66 V^+$ (dar mai mari decât aceasta) durata t_1 crește foarte mult. Atunci când se atinge acest prag, t_1 devine practic infinit și tensiunea de la ieșirea circuitului $\beta E 555$ rămâne la nivel ridicat.

Frecvența depinde însă puternic neliniar de tensiunea V_{IN} și de tensiunea de alimentare V^+ . În această schemă se pot utiliza valori pentru tensiunea de intrare V_{IN} mai mari decât tensiunea de alimentare, fără a pune în pericol

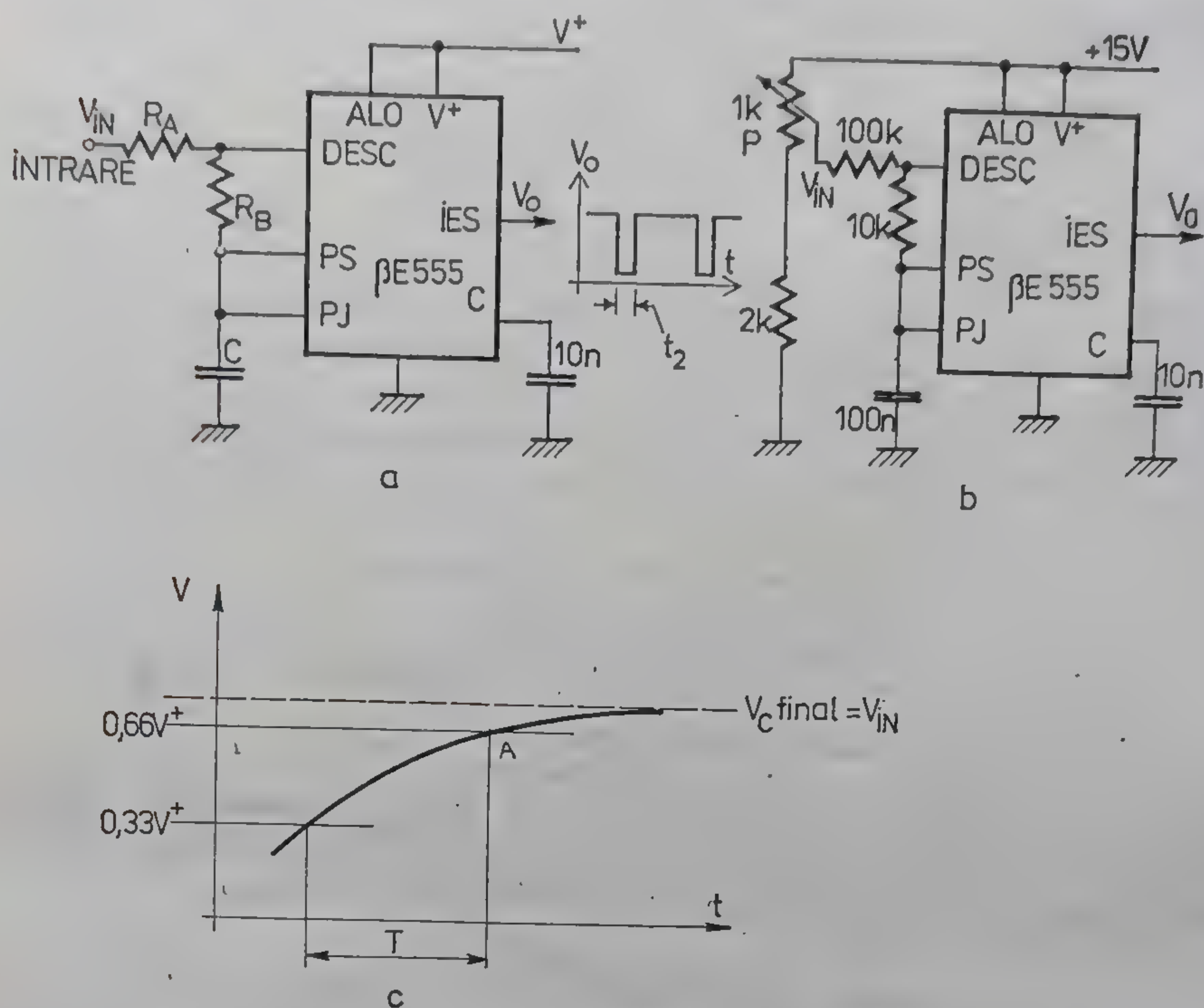


Fig. 1.22. * Astabil reglabil pe o plajă largă (a) Schema de principiu. (b) Schemă a cărei frecvență este independentă de V^+ . (c) Formă de undă a tensiunii pe condensatorul C.

circuitul integrat. Impulsul de ieșire are o durată constantă (t_2 — vezi figura 1.22 a).

În figura 1.22 b a fost desenată o schemă practică; tensiunea de intrare V_{IN} se obține de pe cursorul unui potențiomtru conectat în paralel pe alimentare. În acest caz, și tensiunea de intrare, V_{IN} , și pragurile de basculare ale circuitului integrat sînt direct proporționale cu tensiunea de alimentare V^+ , această schemă va avea frecvența independentă de tensiunea de alimentare V^+ (în relația lui t_1 scrisă mai sus, din fracția de sub logaritm dispăre termenul V^+).

Deoarece ambele scheme (figurile 1.22 a și 1.22 b) utilizează încărcarea condensatorului pînă aproape de tensiunea maxim posibilă (tensiunea V_{IN}) durata temporizării poate fi crescută considerabil. Temporizarea ia sfîrșit în punctul A — vezi diagrama din figura 1.22 c — într-o zonă în care tensiunea pe condensator variază foarte lent în timp. Aceasta are însă și un efect nedorit; mici variații în valorile pragului de basculare ($0,66 V^+$) sau al tensiunii de intrare (V_{IN}) conduc la variații mari ale temporizării T . Altfel spus, stabilitatea în timp și temperatură este relativ redusă.

Procedeul de reglaj descris mai sus poate fi aplicat și schemei de monostabil;

1.5.3. Circuit de întârziere

Al treilea mod de lucru al circuitului $\beta E 555$ este reprezentat de circuitul de întârziere.

În cazul funcționării ca monostabil, imediat ce la intrare se aplică semnalul de basculare, tensiunea de ieșire se schimbă în starea 1. După epuizarea timpului de temporizare tensiunea de ieșire revine în starea inițială 0.

Pentru regimul de funcționare ca circuit de întârziere, la apariția semnalului de basculare, tensiunea de ieșire nu își schimbă starea avută anterior, 1. Semnalul de basculare startează însă temporizarea. După scurgerea duratei de temporizare, tensiunea de ieșire trece în starea 0. Schema unui astfel de cir-

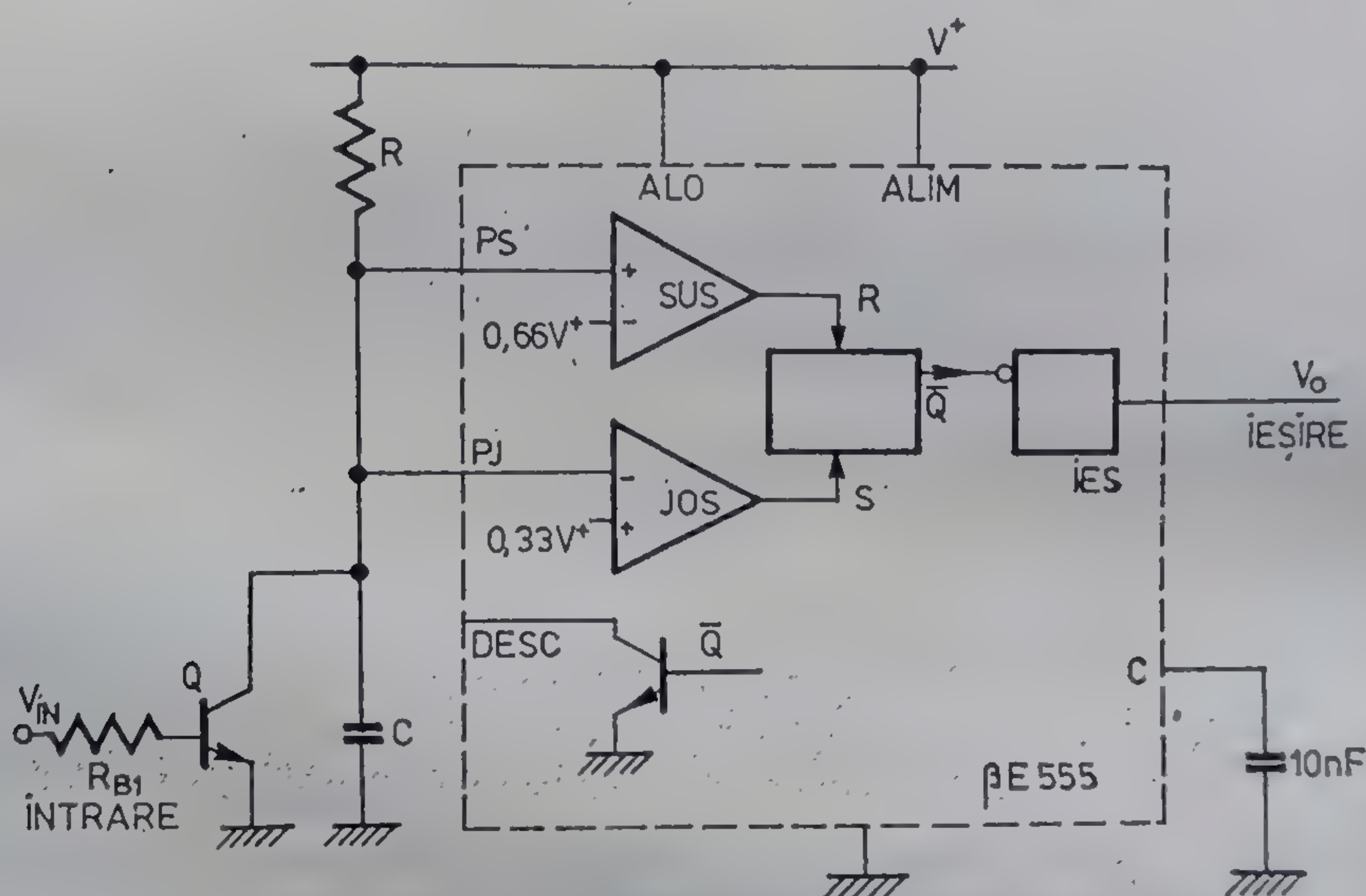


Fig. 1.23 Circuit de întârziere cu $\beta E 555$.

cuit este dată în figura 1.23, iar funcționarea sa poate fi urmărită pe diagramele de stări din figura 1.24.

Intrările comparatoarelor de prag sus și prag jos sînt legate împreună pe condensatorul de temporizare C . Funcția de descărcare nu se utilizează, ea fiind îndeplinită de tranzistorul extern Q_1 . Inițial tranzistorul Q_1 este saturat de către tensiunea de intrare V_{IN} , aplicată în baza lui. Condensatorul C stă descărcat, comparatorul de prag jos comandă $S = 1$, starea circuitului basculant intern este 1 ($\bar{Q} = 0$); în consecință tensiunea de ieșire este poziționată la nivelul logic 1.

Declanșarea operației de temporizare se face prin blocarea tranzistorului Q_1 ($V_{IN} = 0$). Condensatorul C începe să se încarce prin rezistența R de la tensiunea de alimentare. Ieșirea rămîne în stare 1. În momentul în care tensiunea pe condensatorul C atinge pragul de sus ($0,66 V^+$), comparatorul de sus

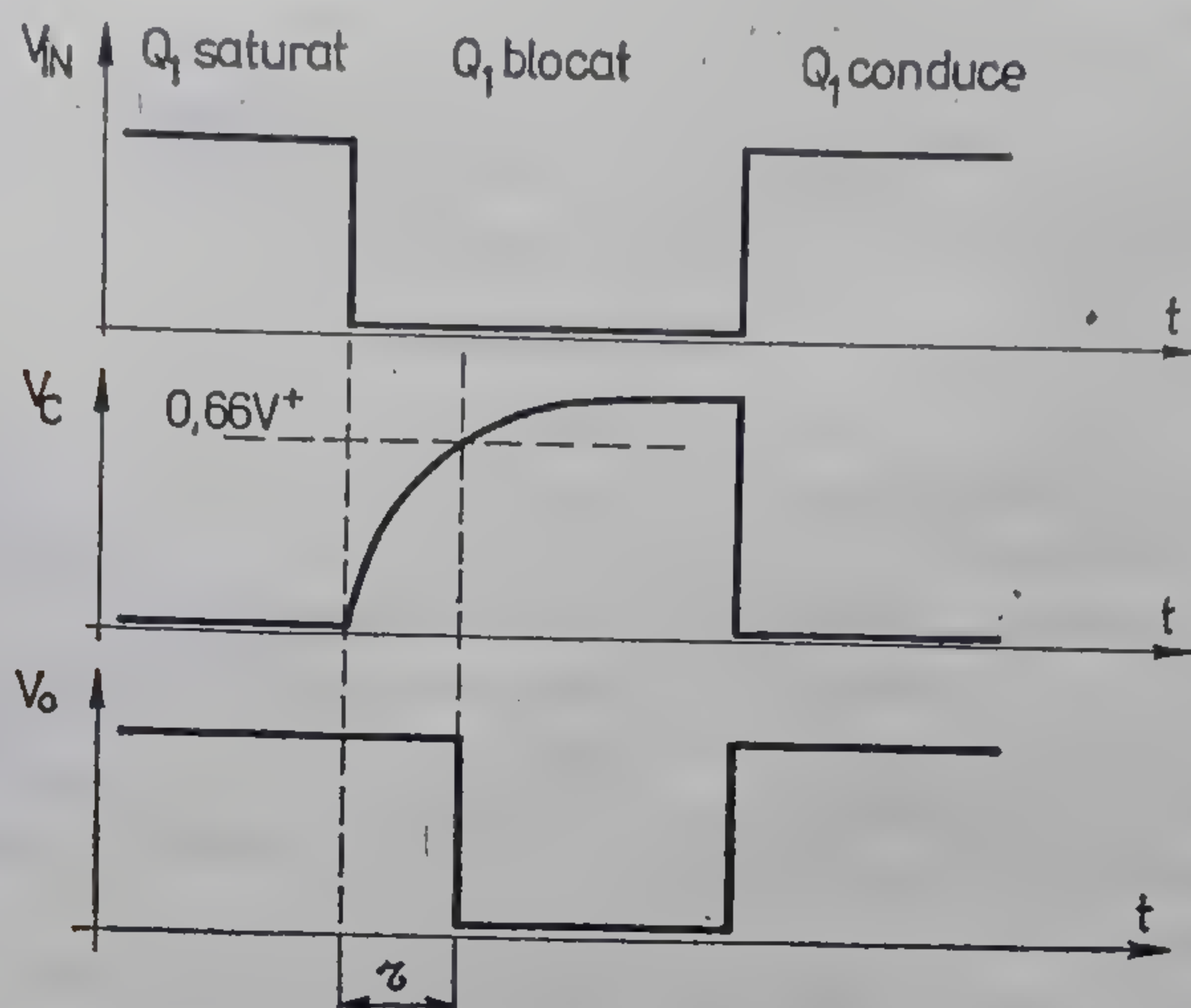


Fig. 1.24. Diagrame de funcționare a circuitului de întârziere.

aduce circuitul basculant intern în 0 ($\bar{Q} = 1$), deci tensiunea de la ieșire trece în 0.

Tensiunea de pe condensatorul C trece peste $0,66 V^+$ și poate să-și continue încărcarea până la V^+ .

Revenirea schemei se face în momentul în care tensiunea de intrare, V_{IN} , este ridicată la 1. Tranzistorul Q_1 conduce, descărcând condensatorul C la zero. Tensiunea de ieșire crește la 1.

Întârzierea care apare între momentul declanșării și momentul în care tensiunea de la ieșire își schimbă starea este notată pe diagrama din figura 1.24 cu τ și este dată de relația:

$$\tau = 1,1 RC.$$

Viteza de descărcare a condensatorului C depinde de capacitatea de conducție a tranzistorului Q_1 . Practic, condensatorul C se descarcă sub un curent constant egal cu curentul de colector al tranzistorului Q_1 . Valoarea acestui curent este:

$$I_{desc} = \frac{V_{IN} - V_{BE}}{R_{B1}} \times h_{FE} | I_{desc}$$

Deoarece câștigul în curent al unui tranzistor (h_{FE}) de mică putere crește rapid la curenți mari de colector, atunci când se doresc viteze mari de descărcare, se vor folosi tranzistoare care își conservă câștigul la curenți relativ mari (zeci sau sute de miliamperi).

În acest scop recomandăm utilizarea tranzistorului 2N 2222 sau un tranzistor din familia acestuia.

1.5.4. Recomandări pentru utilizare

Sub acest titlu se vor descrie câteva chestiuni legate de utilizarea circuitului βE 555, probleme de regulă de ordinul doi, dar care pot conduce la o funcționare nesatisfăcătoare sau uneori de neînțeles.

ALIMENTAREA

● Circuitul βE 555 funcționează garantat pentru o tensiune de alimentare cuprinsă în domeniul $+4,5 \dots +15$ V. Intervalele de temporizare sînt independente de valoarea tensiunii de alimentare, deoarece viteza de încărcare și nivelele de prag ale celor două comparatoare sînt direct proporționale cu aceasta. Cu cît tensiunea de alimentare este mai mare, cu atît condensatorul de temporizare se va încărca mai rapid, dar și tensiunea de prag la care schema basculează devine mai mare, astfel că temporizarea rămîne constantă.

Sursa de alimentare trebuie însă să fie bine filtrată, deoarece o undulație mare pe linia de V^+ (de exemplu 100 Hz) poate cauza erori de temporizare. Acest efect se poate urmări în figura 1.25.

Ondulația sursei de alimentare ajunge pe intrarea inversoare ($-$) a comparatorului „SUS” divizată rezistiv cu $2/3$. Aceeași undulație apare pe intrarea neinversoare ($+$) a aceluiași comparator filtrată suplimentar dacă constanta de timp RC este mult mai mare decît frecvența undulației. În apropierea pragului compararea tensiunilor celor două intrări este afectată de o tensiune de eroare generată de nivelele diferite de undulație ce se propagă pînă la intrările comparatorului „SUS”.

Împotriva acestui efect se pot lua două măsuri:

- (1) micșorarea undulației parazite de pe alimentare pînă la nivelul la care eroarea de temporizare este acceptabilă;

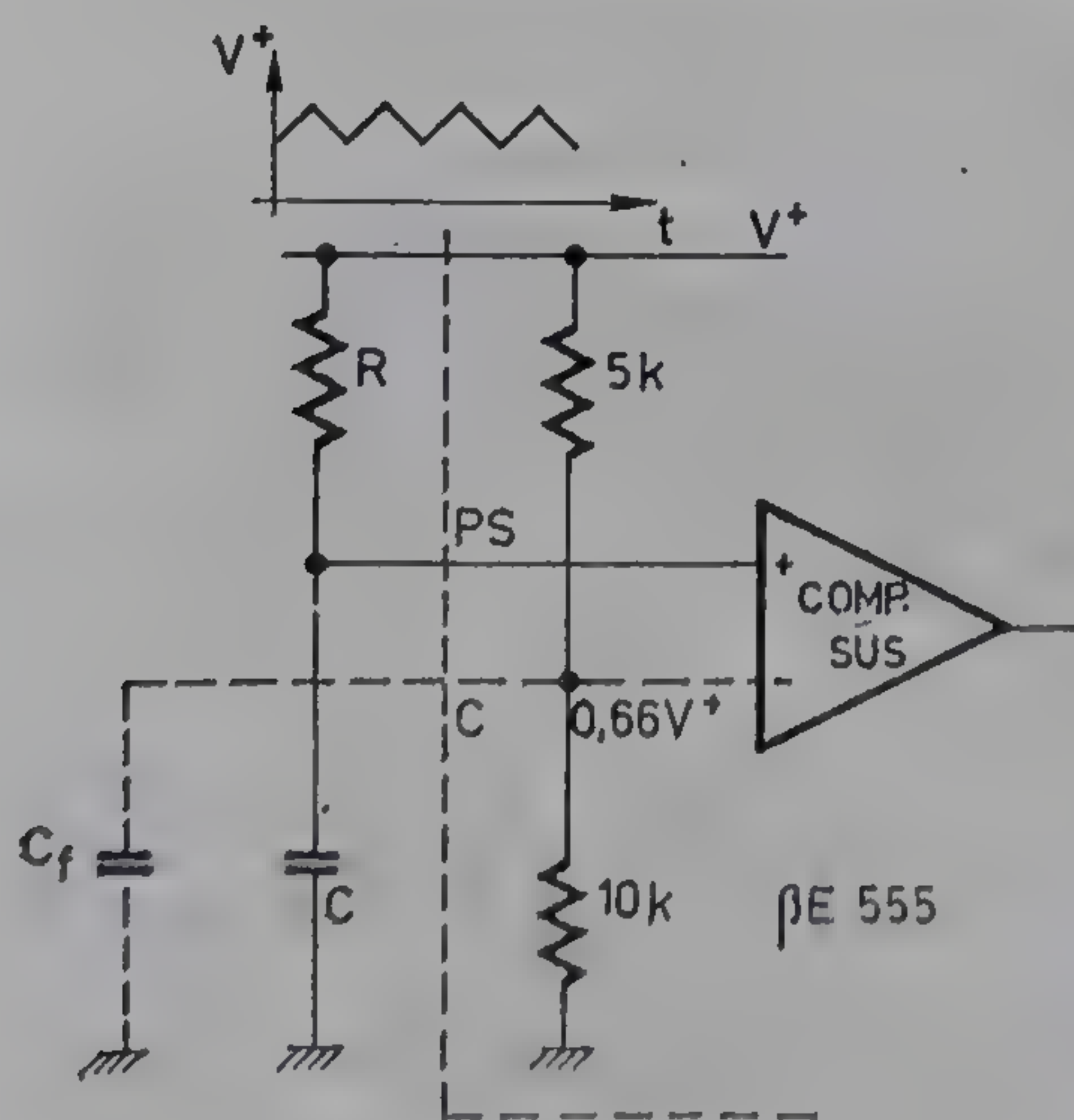


Fig. 1.25. Efectul unei alimentări insuficient filtrate.

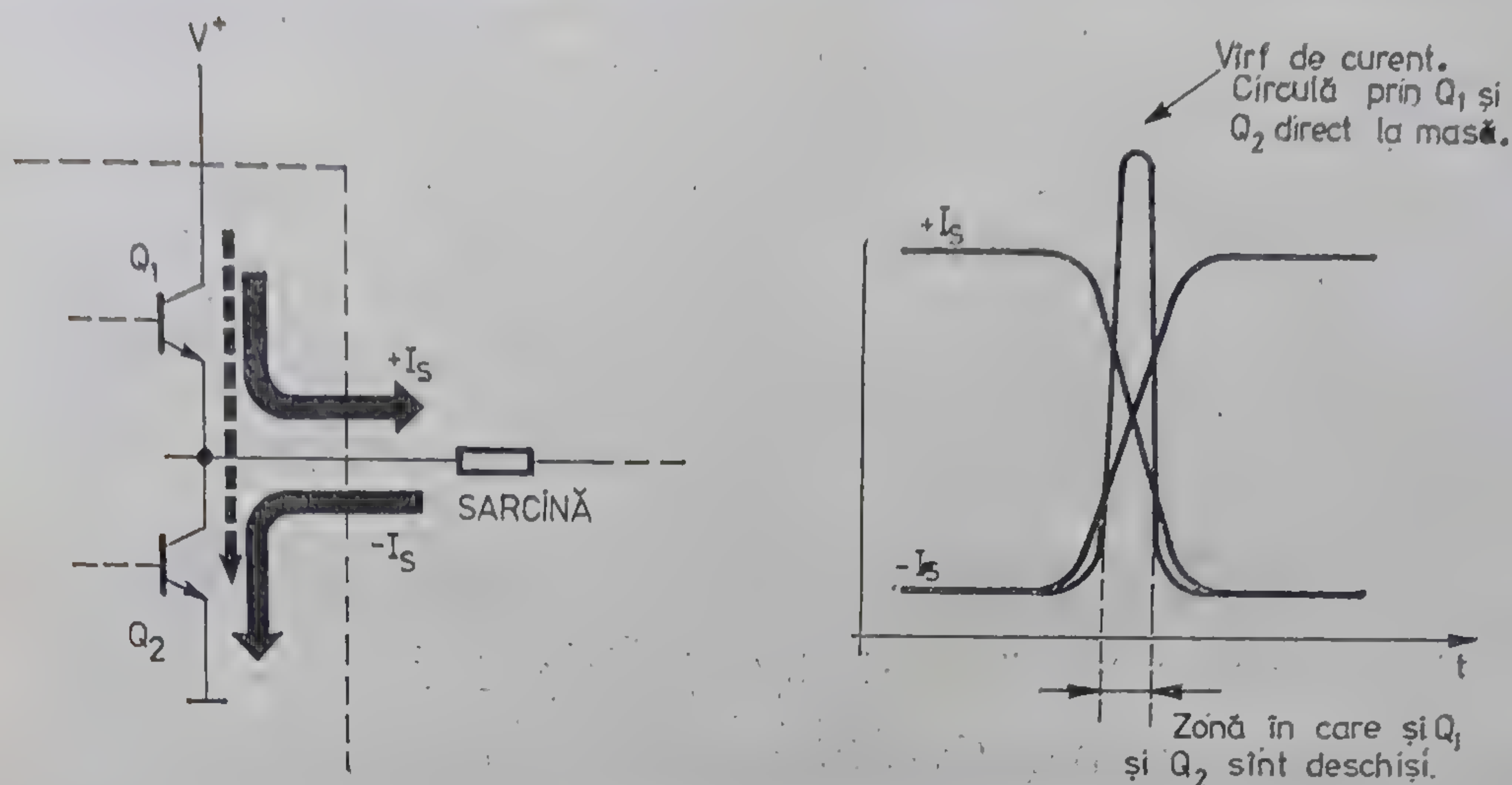


Fig. 1.26. Vîrf de curent de alimentare la comutarea etajului de ieșire din βE 555.

- (2) conectarea unui condensator de filtraj, C_f , la terminalul de control care să introducă împreună cu rezistențele divizorului intern de $5\text{ k}\Omega$ și $10\text{ k}\Omega$ același factor de filtraj al ondulației ca și brațul de temporizare ($R; C$).

● Deoarece etajul de ieșire este o schemă de putere în contratimp (asemănătoare etajului de ieșire a unei porți logice TTL), în timpul comutării pot apare vîrfuri mari de curent, de durată foarte scurtă, ce sînt cerute din sursa de alimentare (vezi figura 1.26). Împotriva acestora chiar o sursă excelent stabilizată nu este eficace. De aceea, o decuplare a terminalelor de alimentare cu un condensator tampon cît mai aproape fizic de capsula circuitului integrat este o măsură de precauție care nu trebuie omisă. Condensatorul de decuplare nu trebuie să fie inductiv. Recomandăm utilizarea condensatoarelor electrolitice cu tantal sau a condensatoarelor electrolitice cu aluminiu, dar șuntate la înaltă frecvență printr-un condensator ceramic. Valorile uzuale sînt de $0,1 \dots 10\text{ }\mu\text{F}$ -condensator cu tantal sau $(1 \dots 10\text{ }\mu\text{F}) \parallel 100\text{ nF}$ -condensator electrolitic cu Al \parallel condensator ceramic.

COMPONENTE EXTERNE STABILE

● Pentru a nu compromite stabilitatea temporizării se vor utiliza componente externe stabile în timp și temperatură. Folosind aceeași rețea externă de temporizare și înlocuind un circuit βE 555 cu altul, trebuie să ne așteptăm la o precizie globală de aproximativ 1% . Ținînd cont și de toleranțele componentelor externe, temporizarea poate varia în limite inacceptabile pentru proiectările pretențioase. De aceea, folosirea unor componente precise asociate cu o ajustare corespunzătoare (de obicei rezistențe ajustabile de bună calitate) vor conduce la obținerea celor mai bune rezultate.

Condensatorul de temporizare trebuie să fie de cea mai bună calitate. Sub nici un motiv nu se vor utiliza condensatoare ceramice disc sau plachetă, deoarece acestea nu sînt suficient de stabile.

Tipurile recomandate de condensatoare sînt cele construite din mică argintată, „mylar”, polycarbonat, eventual polistiren sau tantal.

● Temporizatorul realizat la *IPRS-BĂNEASA* are pentru funcționarea ca astabil un mic coeficient de temperatură negativ. Pentru o precizie extremă a temporizării această dependență de temperatură se poate compensa prin utilizarea unei rețele de temporizare cu un ușor coeficient de temperatură pozitiv. În acest mod variația cu temperatura a temporizării poate fi redusă, datorită compensării, cu un ordin de mărime.

Rezistențele utilizate în rețeaua de temporizare se vor alege considerînd variația lor cu temperatura. Din acest punct de vedere sînt preferate rezistențele metalice depuse în vid pe substrat ceramic.

TENSIUNEA DE CONTROL

Circuitul βE 555 are accesibilă din exterior tensiunea de prag de basculare a comparatorului „SUS”.

Aceasta poate fi folosită pentru a modifica temporizarea unui montaj de monostabil. Tensiunea de control poate fi variată între 45% și 90% din tensiunea de alimentare, fără a pune în pericol integritatea circuitului integrat. Pentru un astabil se poate impune din exterior o tensiune de control cuprinsă între 1,7 V și tensiunea de alimentare. Atunci cînd se acționează pe terminalul de control, se obține un oscilator controlat în tensiune. Pe un domeniu de $\pm 25\%$ din frecvența centrală ne putem aștepta la o comportare destul de liniară. Pentru variații mai mari, liniare, în jurul frecvenței centrale rezistența de încărcare se va înlocui cu un generator de curent constant.

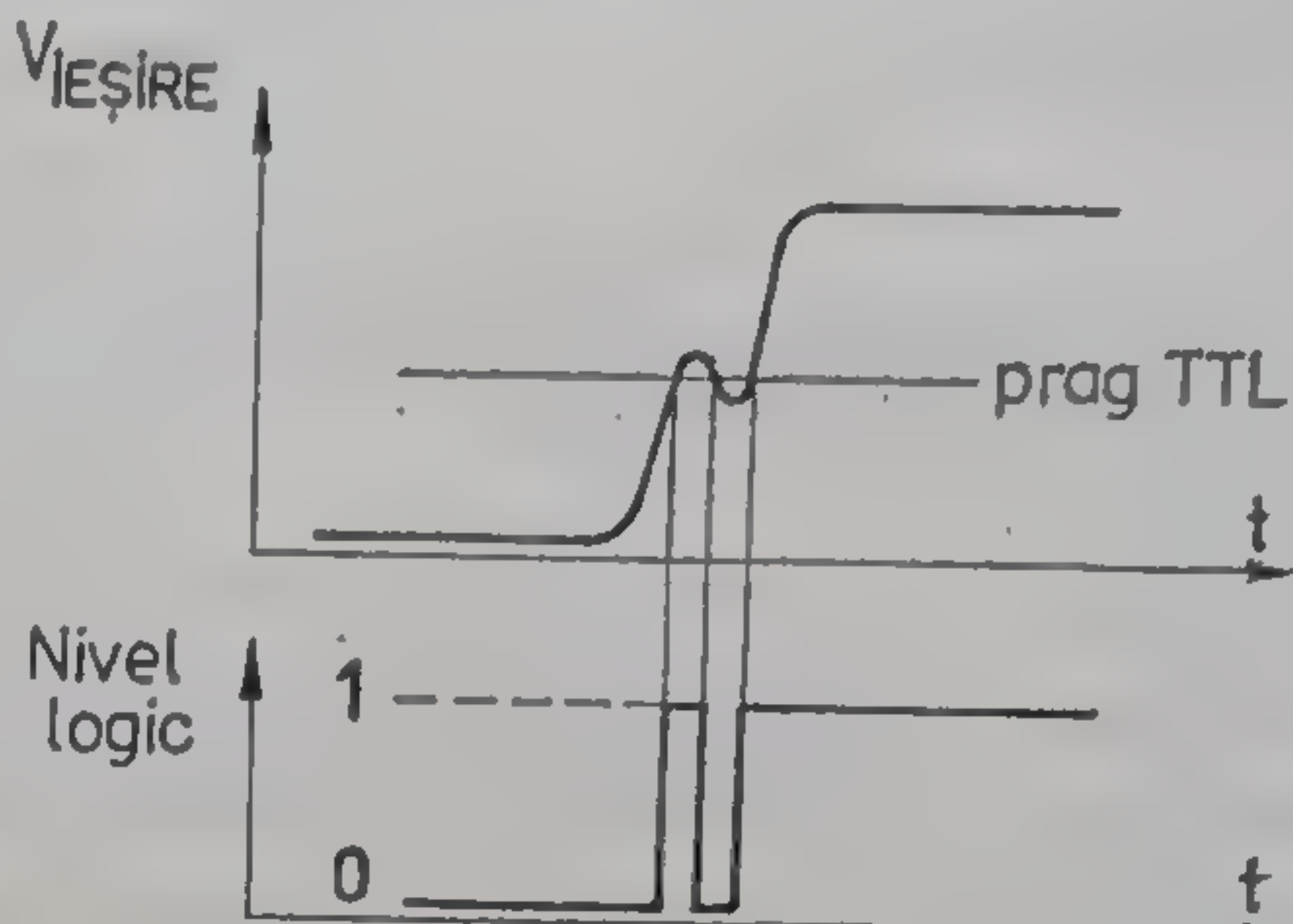
UN ASTABIL POATE AVEA OSCILAȚII PARAZITE PE FRONTURI

Aceste oscilații apar din cauza unei reacții pozitive parazite care apare prin sursa de alimentare. O decuplare eficientă a sursei de alimentare, aproape de cip, elimină acest efect.

COMANDĂ DUBLĂ PENTRU O INTRARE TTL

Din motive de putere și proces de fabricație, ieșirea circuitului βE 555 diferă de structura TTL clasică. În apropierea pragului logic de basculare TTL ieșirea circuitului poate avea distorsiuni de racordare. În această zonă impedanța de ieșire este relativ mare, apărînd o dublă triggerare logică — vezi figura 1.27.

Fig. 1.27. Efect de dublă triggerare la atacul unei intrări TTL.



Această falsă triggerare se elimină prin conectarea unui condensator de 1 nF de la ieșire la masă.

COMANDA UNUI RELEU

Atunci când la ieșirea circuitului βE 555 se conectează bobina unui releu din cauza efectului inductiv al acesteia, schema funcționează incorect. Chiar o diodă de limitare conectată în paralel pe bobina releului pentru a elimina supratensiunile negative poate fi ineficace, deoarece și în acest caz se aplică circa $-0,6$ V pe terminalul de ieșire. Cea mai indicată metodă constă în înserierea unei diode împreună cu bobina releului izolând astfel complet terminalul de ieșire de tensiunea negativă generată inductiv. Probleme de acest gen nu apar decât atunci când se comandă sarcini inductive cu un factor de calitate relativ ridicat.

DEMARAJUL UNUI ASTABIL

Atunci când o schemă de astabil este oprită să oscileze prin forțarea terminalului de aducere la zero (ALO) la masă, la redemaraj primul interval de temporizare va fi aproximativ de două ori mai lung decât cel normal. În regim de lucru normal tensiunea de pe condensatorul de temporizare variază între $0,33V^+$ și $0,66V^+$. Când astabilul pornește prin desfacerea terminalului ALO de la masă, tensiunea de pe condensator trebuie să crească de la zero volți la $+0,66V^+$, rezultând o temporizare aproape dublă.

FRECVENȚA MAXIMĂ DE LUCRU

Din motive de stabilitate cu temperatura se recomandă a nu se depăși frecvența de 500 kHz (în regim de astabil) cu toate că circuitul poate oscila până la aproximativ 1 MHz.

TEMPORIZAREA MAXIMĂ

Aceasta poate fi în principiu oricât de lungă, însă condensatoarele de valori mari au, de regulă, și curenți de fugă importanți. Din acest punct de vedere limitarea este exclusivă circuitului integrat.

1.6. Aplicații

1.6.1. Detector de lipsă de impuls (monostabil retriggerabil) — figura 1.28

La intrare se aplică impulsuri scurte, cu o cadență uniformă. Atât timp cât frecvența lor de repetiție este constantă, tensiunea terminalului de ieșire rămîne în 1, deoarece ciclul de temporizare este întrerupt de tranzistorul Q care descarcă sistematic condensatorul C .

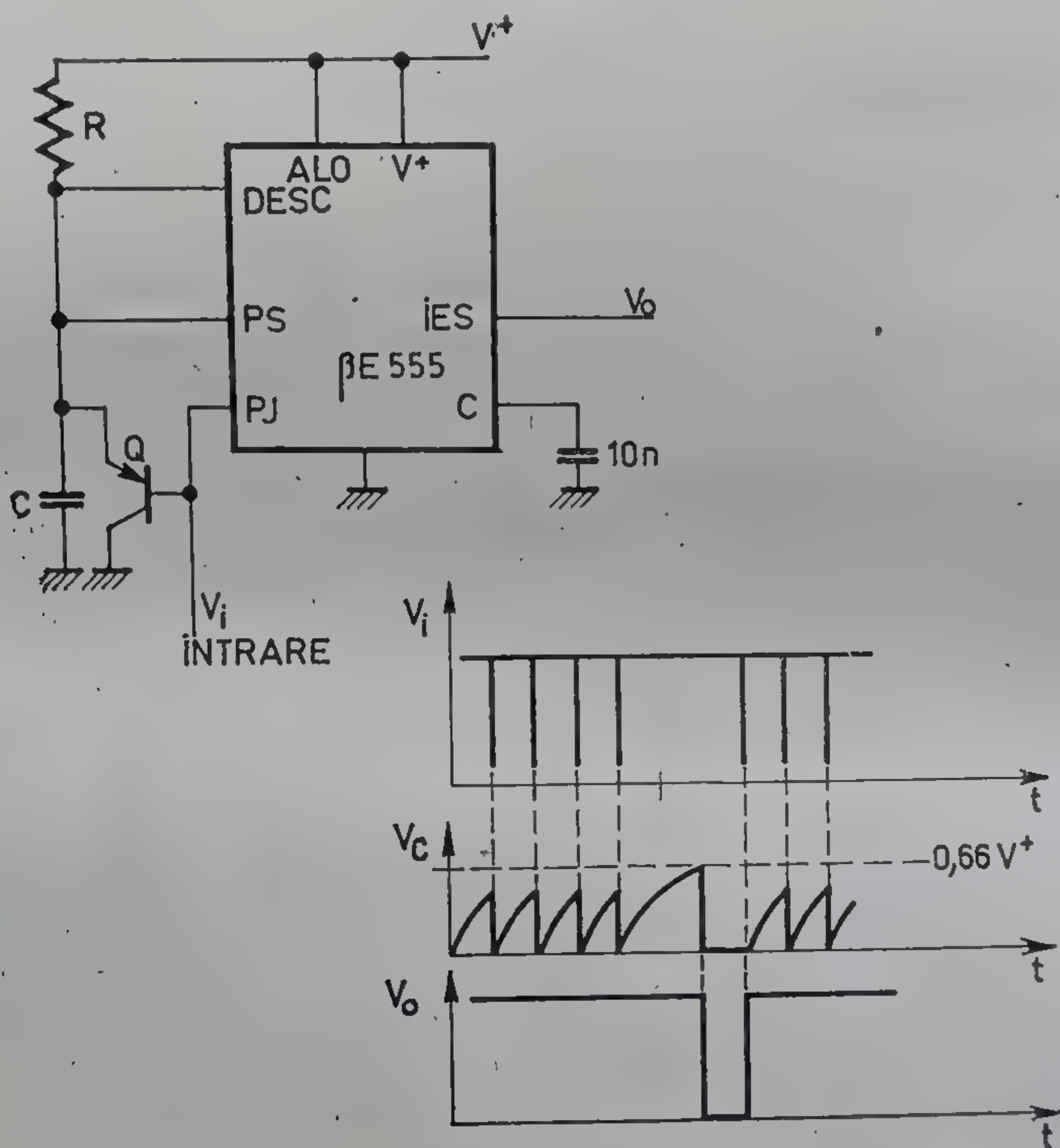


Fig. 1.28. Detector de lipsă de impuls (monostabil retriggerabil).

Dacă se dimensionează corespunzător constanta de timp RC față de perioada impulsurilor aplicate la intrare, tensiunea pe condensator nu va putea atinge pragul de $0,66 V^+$, aducînd tensiunea de ieșire în 0 pînă la apariția impulsului următor.

Acest circuit poate fi utilizat și ca detector de impulsuri. Atît timp cît există o secvență regulată de impulsuri în intrare, tensiunea de ieșire rămîne în 1. În absența impulsurilor de intrare tensiunea de ieșire cade la 0.

1.6.2. Divizor de frecvență — figura 1.29

Dacă frecvența de intrare este cunoscută, cu circuitul integrat $\beta E 555$ se poate construi un divizor de frecvență al cărui factor de divizare poate varia de la 2 la câteva zeci. Această aplicație se bazează pe faptul că montajul de

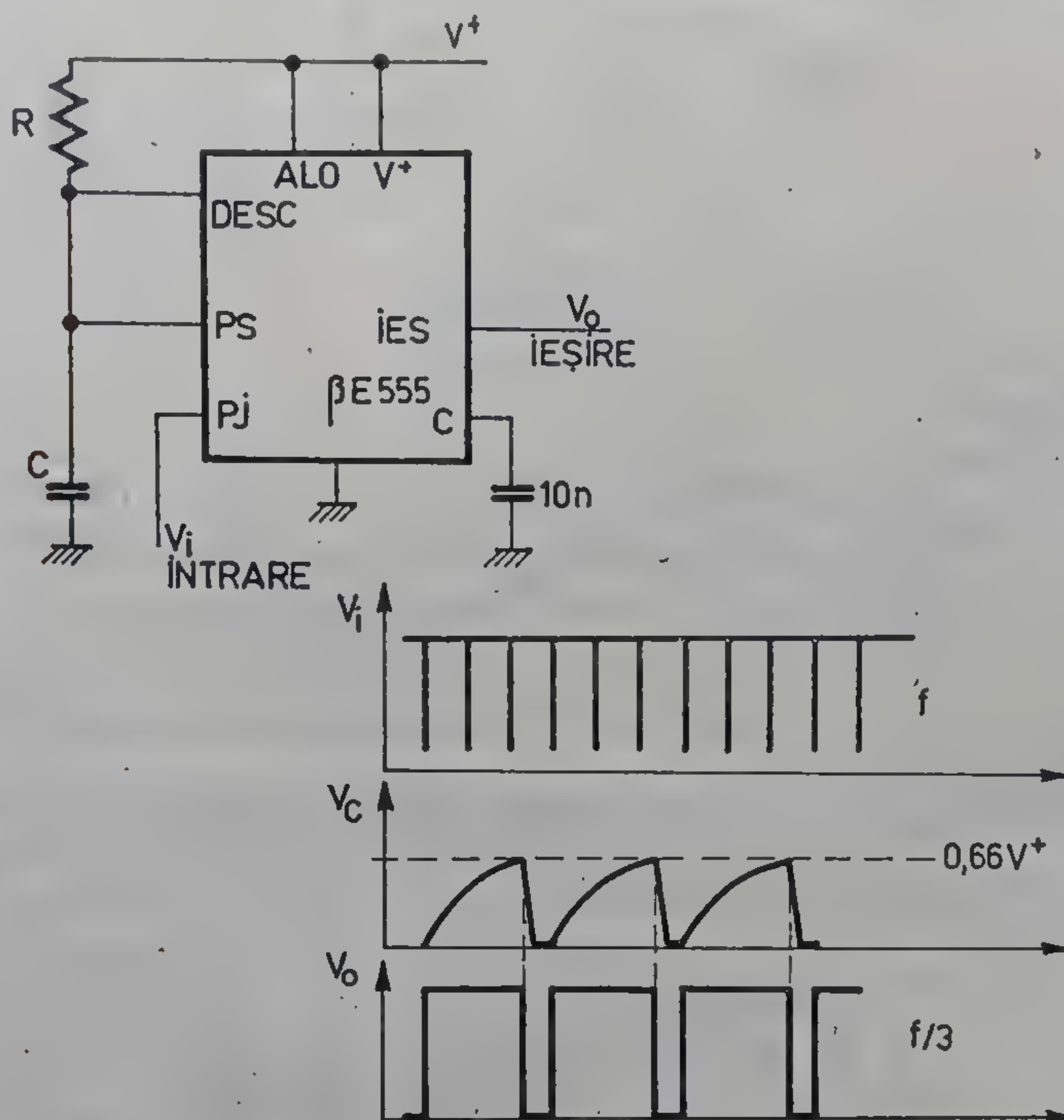


Fig. 1.29: Divizor de frecvență.

monostabil *nu poate fi retriggerat în timpul ciclului de temporizare*. În figura 1.29 s-au desenat formele de undă pentru un divizor cu 3; prin ajustarea corespunzătoare a valorii constantei de timp RC se poate obține orice factor de divizare.

1.6.3. Modulator de impulsuri în durată — figura 1.30

În această aplicație circuitul $\beta E 555$ este conectat într-o schemă normală de monostabil, declanșat pe intrarea PJ cu impulsurile a căror lățime vrem să o modulăm proporțional cu o tensiune de comandă, V .

Tensiunea modulatoare V se aplică terminalului de control; în acest fel se modifică pragul comparatorului de sus, care, în mod normal, avea valoarea $0,66 V^+$. Variația tensiunii maxime pînă la care se poate încărca conden-

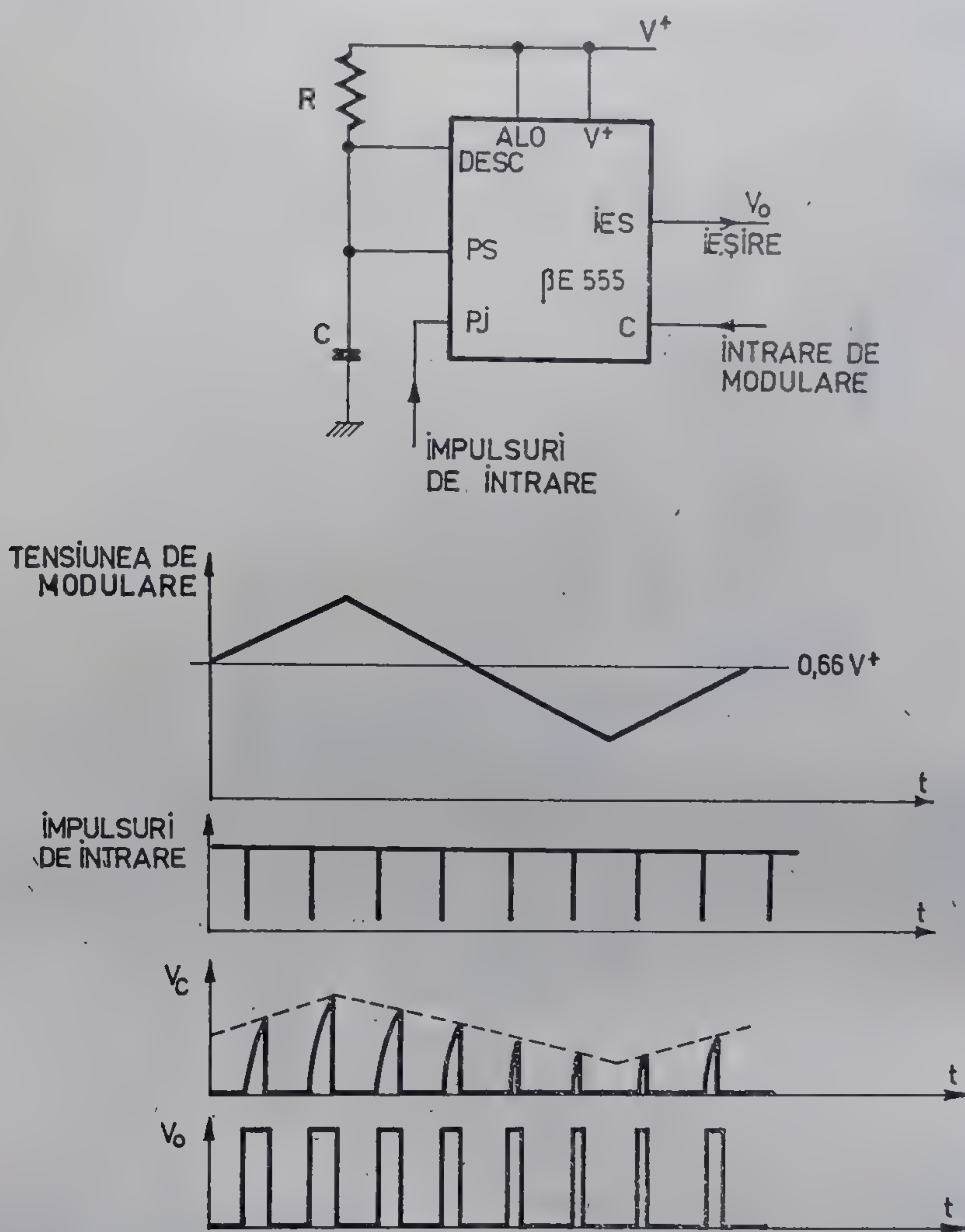


Fig. 1.30. Modulator de impulsuri în durată.

satorul de temporizare C atrage variația corespunzătoare a lățimii impulsului care apare la ieșirea circuitului. Pragul de jos va fi și el modificat, dar acest fapt nu are mare importanță, în măsura în care impulsurile de declanșare coboară sub acest prag.

Dacă tensiunea de pe intrarea modulator crește peste $0,66 V^+$ se mărește lățimea impulsurilor de la ieșire și invers.

Modul de atac al intrării de modulare trebuie să țină cont de impedanța de intrare finită a acestuia, $5 \text{ k}\Omega$ în paralel cu $10 \text{ k}\Omega$. În plus, circuitul de atac trebuie să fie capabil să debiteze, dar să și absoarbă curent din terminalul de control. Ultima observație este în special valabilă la o conectare printr-un condensator de cuplaj.

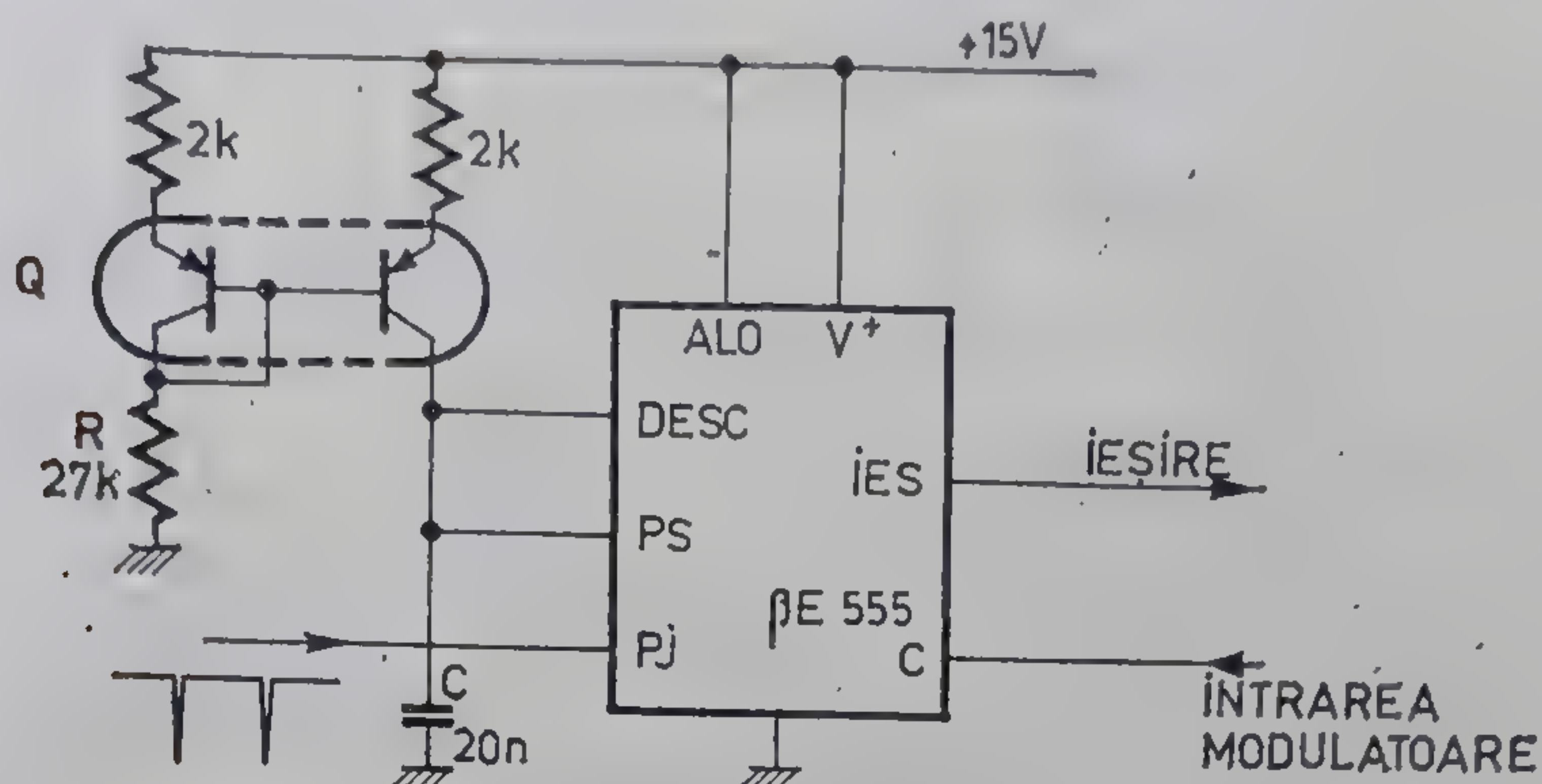


Fig. 1.31. Modulator de impulsuri în durată, liniar.

Modulatorul reprezentat în figura 1.30 nu are o funcție de transfer liniară, deoarece legea de variație a tensiunii pe condensatorul C este exponențială. Dependența duratei impulsului de tensiunea de comandă poate fi aproximată inițial doar pentru excursii mici ale valorii tensiunii de comandă.

1.6.4. Modulatoare liniare de impulsuri în durată

Pentru modulatorul desenat în figura 1.31 ideea pe care se bazează obținerea unei bune liniarități se remarcă imediat: *încărcarea cu curent constant a condensatorului C* . Curentul constant este obținut cu ajutorul tranzistorului dual Q , valoarea sa fiind stabilită de mărimea rezistenței R . Circuitul este atacat de impulsuri de tact scurte și în logică negativă.

Intrarea de modulație este constituită de terminalul *CONTROL*, modificându-se astfel pragurile de basculare ale comparatoarelor din $\beta E 555$ în funcție de tensiunea aplicată. Rezultă o variație liniară a temporizării circuitului integrat $\beta E 555$ în funcție de mărimea semnalului aplicat pe intrarea C . Se pot obține liniarități de modulație de aproximativ $\pm 0,2\%$ pentru o plajă de variație a semnalului de intrare cuprinsă între $+4 \dots +12$ V.

Modulatorul prezentat în figura 1.31 trebuie alimentat de la o *sursă bine stabilizată*, deoarece factorul de modulație depinde direct de valoarea acesteia.

● O altă schemă care realizează o dependență liniară a duratei unui impuls de tensiunea aplicată la intrare (V_{IN}) este indicată în figura 1.32, împreună cu formele de undă care îi caracterizează funcționarea.

Să presupunem pentru început comutatorul K_1 în poziția A .

Pe durata impulsului generat la ieșire de $\beta E 555$ tranzistorul Q_1 este saturat, iar nodul dintre rezistențele R_1 și R_2 este pus la masă. Ca urmare a acțiunii tensiunii V_{IN} condensatorul C_2 se încarcă cu o sarcină

$$\Delta q_2^+ = \frac{V_{IN}}{R_2} (T - \tau)$$

unde T și τ au semnificațiile din figura 1.32.

Înlocuind expresiile date mai sus pentru Δq_2^+ și Δq_2^- se obține

$$\tau = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \frac{R_2 + R_4}{R_2} T \approx \frac{V_{IN}}{V_{REF}} T$$

relație care arată că pauza dintre impulsuri este direct proporțională cu tensiunea de la intrare V_{IN} .

În cazul în care comutatorul K_1 este pe poziția B devine direct proporțională cu tensiunea de la intrare lățimea impulsului generat de $\beta E 555$.

● Schema extrem de simplă construită cu circuitul integrat $\beta E 555$ reprezentată în figura 1.30 are multe limitări; dinamica de reglaj este redusă, neliniaritatea reglajului este pronunțată. În plus, potențiometrul de control nu poate fi plasat prea departe de circuit din cauza interferențelor parazite externe posibile.

Folosind un amplificator operațional și o oglindă de curent construită cu două tranzistoare (sau cu un tranzistor dual monolitic) se poate realiza un circuit care să elimine toate dezavantajele enumerate mai sus — figura 1.33.

Condensatorul de temporizare C_1 este încărcat de către generatorul de curent Q_2 . Curentul prin tranzistorul Q_2 depinde de tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional și de rezistența R_1 . Pentru a obține o bună liniaritate impulsurile generate de $\beta E 555$ sînt integrate de rețeaua de integrare $R_2 C_2$ și întoarse sub formă de tensiune de reacție la intrarea inversoare a amplificatorului operațional.

Acum amplificatorul operațional compară tensiunea de reacție (proporțională cu durata impulsurilor de ieșire) cu tensiunea propusă pe potențiometrul de control. Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional se stabilește la o astfel de valoare, încît tensiunea de reacție să fie egală cu tensiunea de pe potențiometrul de control.

În circuitul din figura 1.33 potențiometrul de control al duratei impulsului poate fi poziționat la o distanță relativ mare față de restul schemei,

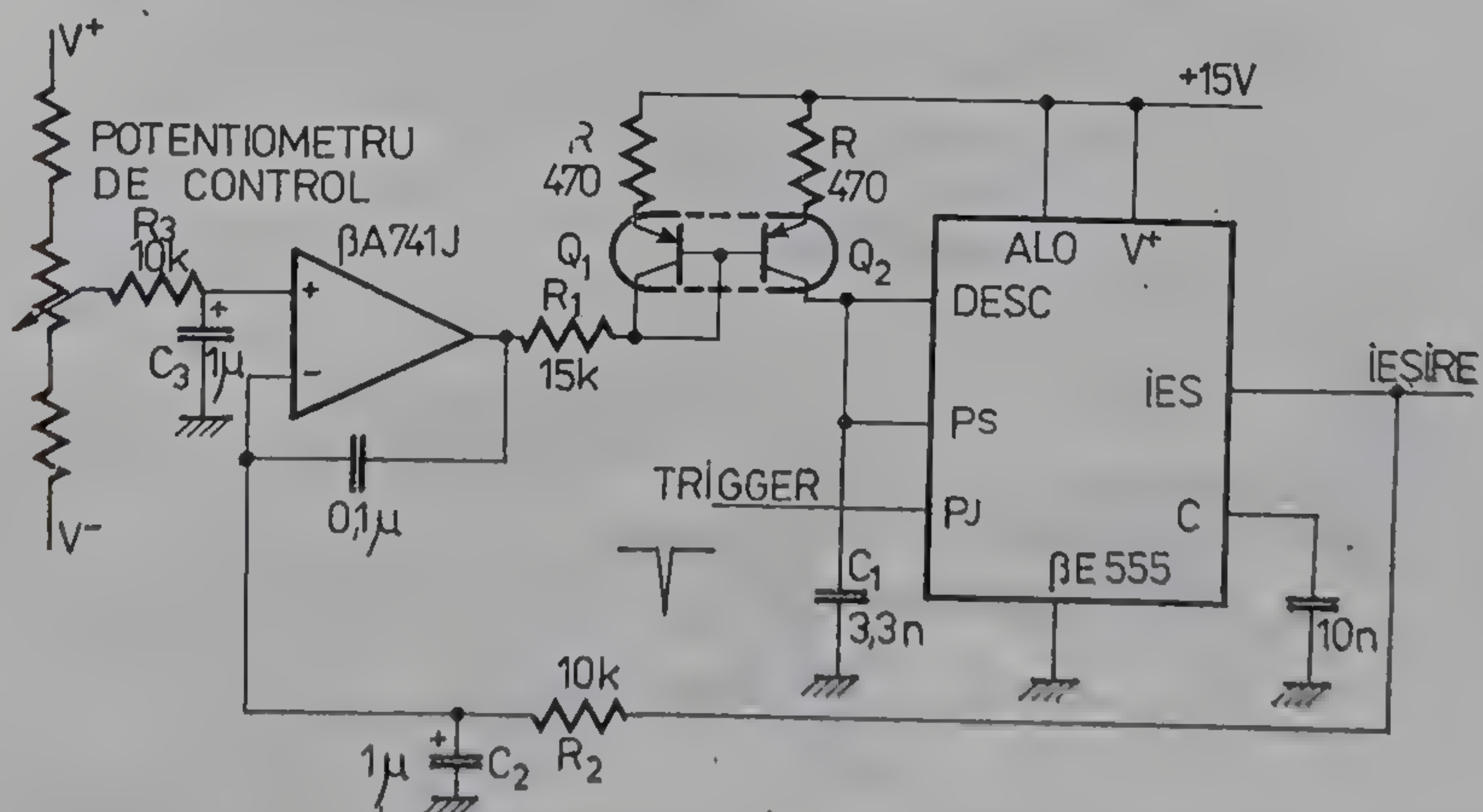


Fig. 1.33. Modulator de impulsuri în durată stabilizat prin reacție negativă.

La apariția impulsului de declanșare (*TRIGGER*) condensatorul C se încarcă cu un curent constant, egal cu tensiunea stabilită pe intrarea neînversoare a amplificatorului operațional (2,1 V) împărțită la rezistența R . Tensiunea de ieșire a integratorului crește liniar de la nivelul staționar de 2,1 V până la o valoare egală cu tensiunea de modulație și este aplicată terminalului *PS* de la βE 555. În tot acest timp ieșirea temporizatorului stă la 1 logic împreună cu terminalul *DESCĂRCARE* (tranzistor blocat).

Tranzistorul cu efect de câmp Q_1 , cu canal p , avînd poarta la un potențial mare pozitiv față de sursă ($\sim +12$ V) stă blocat.

În momentul în care rampa liniară atinge nivelul tensiunii de modulație, comparatorul „*SUS*” din βE 555 comandă trecerea ieșirii în 0 și saturarea tranzistorului de descărcare. Aceasta are ca urmare coborîrea potențialului porții tranzistorului Q_1 sub cel al sursei; ca urmare, tranzistorul Q_1 se deschide scurtcircuitînd condensatorul de integrare C .

Cu valorile din schemă, lățimea maximă de impuls este de 6 ms, iar modulatorul are o dinamică de modulare de aproximativ 3 000 :1 (modulație liniară).

Este important de notat că rampa liniară generată de această schemă este disponibilă pe o impedanță de ieșire mică (ieșirea amplificatorului operațional) astfel încît o eventuală sarcină conectată în acest punct nu influențează funcționarea circuitului.

1.6.5. Oscilator cu βE 555 cu factor de umplere variabil

Oscilatorul a cărui schemă este indicată în figura 1.35 constituie o schemă standard cu βE 555 în care condensatorul C se încarcă prin rezistența R_1 și D_1 și se descarcă prin rezistența R_2 . Dacă din condensatorul de temporizare se extrage constant un curent I , încărcarea lui va fi întîrziată iar descăr-

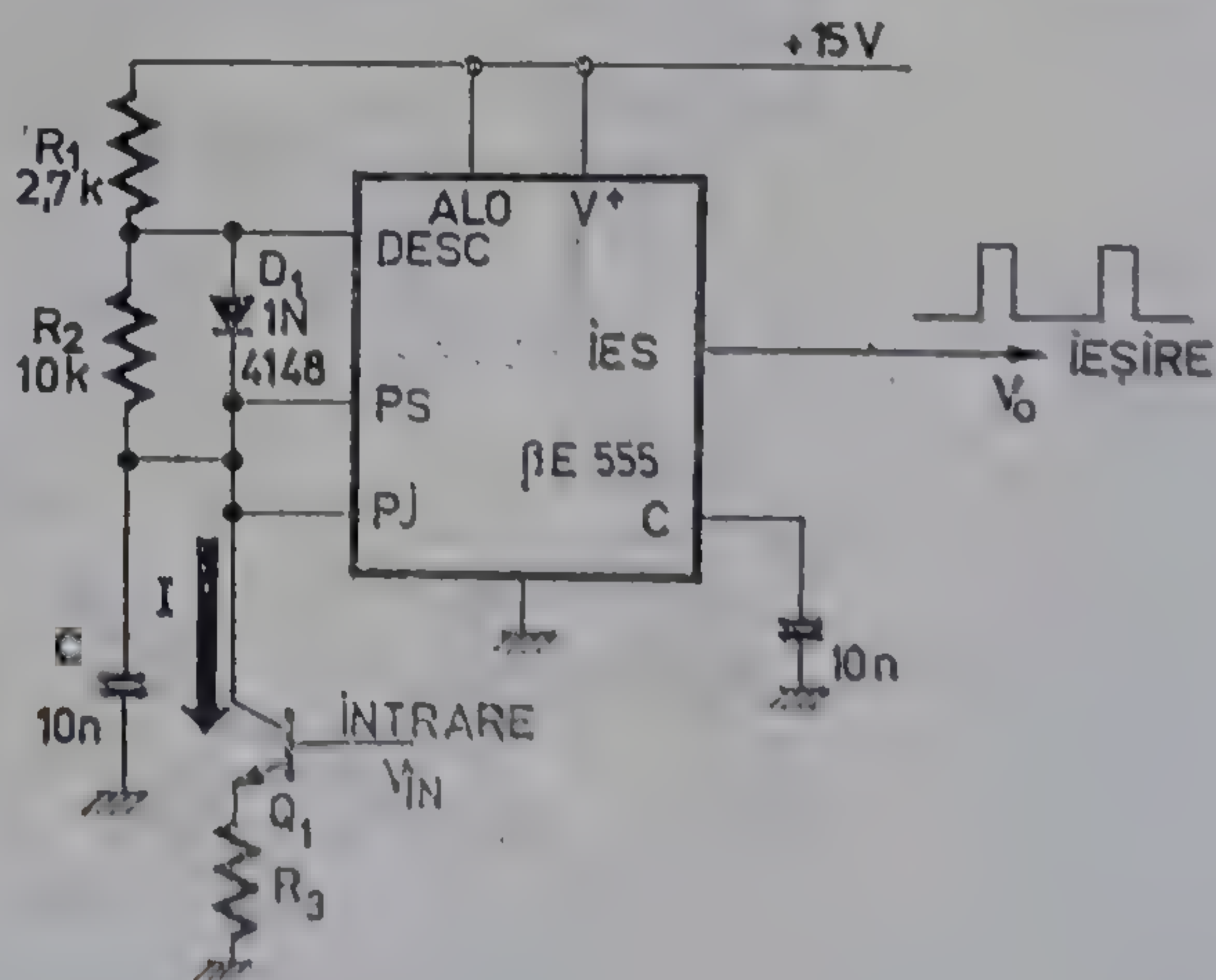


Fig. 1.35. Controlul factorului de umplere a unui oscilator cu βE 555.

carea accelerată. În acest mod, factorul de umplere devine reglabil, frecvența de oscilație rămânând constantă. Generatorul de curent Q_1 absoarbe din condensatorul C un curent egal cu

$$I = \frac{V_{IN} - V_{BE}}{R_3}$$

Factorul de umplere este proporțional cu tensiunea de intrare V_{IN} . Când tensiunea de intrare este zero, curentul I este și el zero (tranzistorul Q_1 fiind blocat) și oscilația are un factor de umplere determinat de raportul R_1/R_2 . Pentru valorile de figură rezultă un factor de umplere mic; durata impulsului de ieșire este de circa 3,5 ori mai scurtă decât durata pauzei. Crescând tensiunea de la intrare, curentul I crește, micșorând curentul de încărcare efectiv al condensatorului C . Durata de încărcare crește, deci și durata impulsului de la ieșire crește, aceasta făcându-se pe seama pauzei. Factorul de umplere al oscilației din ieșire crește.

Curentul maxim ce se poate extrage din C nu trebuie să fie mai mare decât curentul minim de încărcare ce curge prin R_1 :

$$I_{max} = \frac{V^+ - V_{D1} - 0,66V^+}{R_1} = 1,5 \text{ mA.}$$

În acest caz, factorul de umplere atinge o valoare maximă. Dacă se depășește I_{max} , oscilația se întrerupe, deoarece tensiunea pe condensatorul C nu mai poate să atingă pragul de sus al comparatorului.

Tensiunea de ieșire rămâne tot timpul la 1.

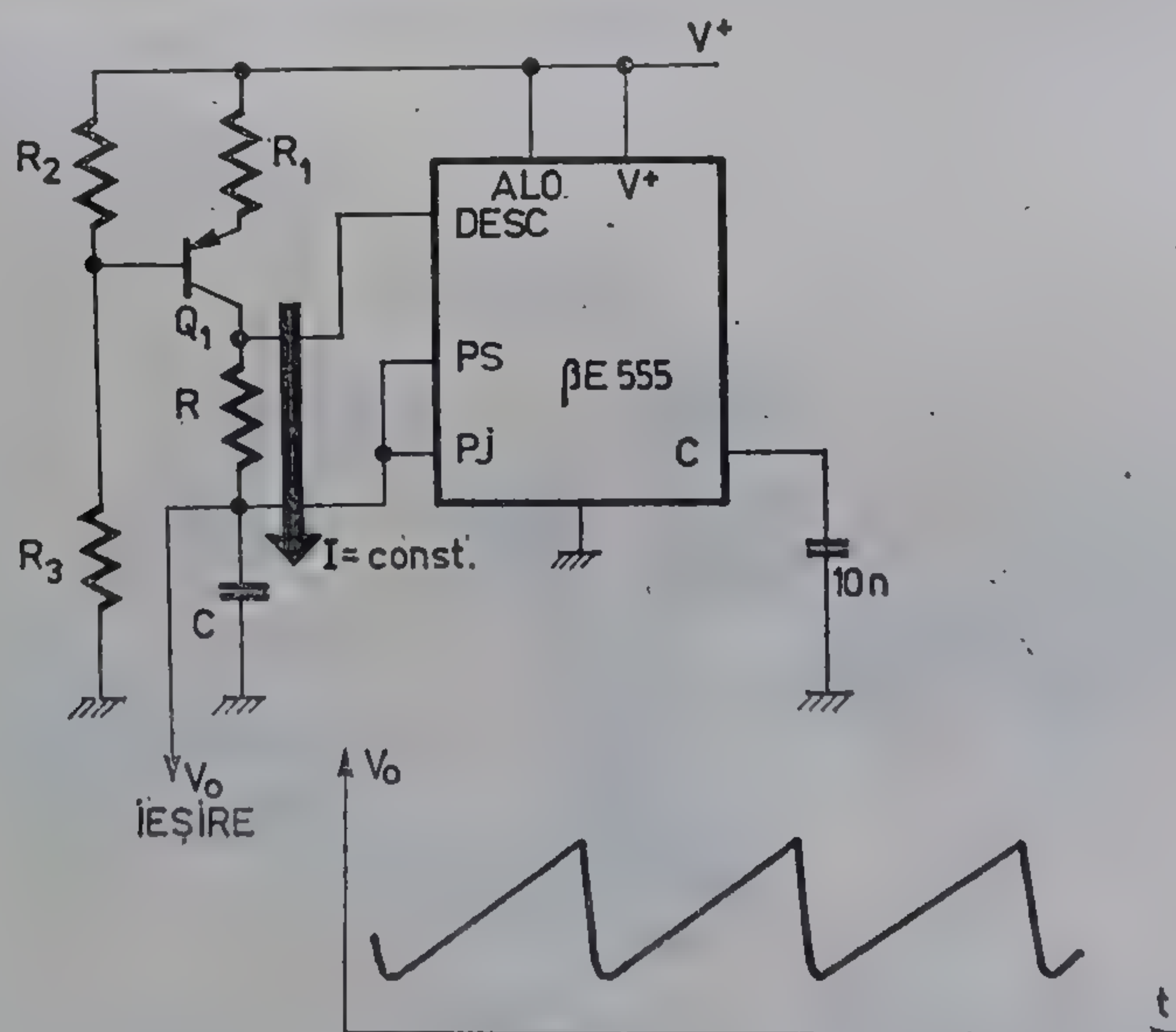


Fig. 1.36. Generator de rampă linară.

1.6.6. Generator de rampă liniară — figura 1.36

Din schema de oscilator astabil (figura 1.18) se poate culege o tensiune exponențială ce variază între $0,33V^+$ și $0,66V^+$. Ea apare pe condensatorul de temporizare și poate fi asimilată cu o tensiune liniară. Când se dorește o liniaritate mai bună se poate utiliza schema din figura 1.36. Aici condensatorul de temporizare C se încarcă cu curentul injectat de generatorul de curent constant, Q_1 .

Descărcarea se face după o lege exponențială. Utilizând un tranzistor Q_1 cu un h_{22E} mare se poate obține o liniaritate excelentă a pantei pozitive. Pentru ca tranzistorul Q_1 să nu intre niciodată în saturație se va alege căderea de tensiune pe R_1 (impusă de divizorul rezistiv R_2, R_3) mai mică decât $0,33V^+$.

1.6.7. Temporizator secvențial — figura 1.37

Mai multe scheme de monostabil echipate cu circuitul βE 555 pot fi legate în cascadă. Conectarea între ele se realizează capacativ printr-un condensator de cuplaj de 1 nF . În acest mod un monostabil va fi declanșat de cel

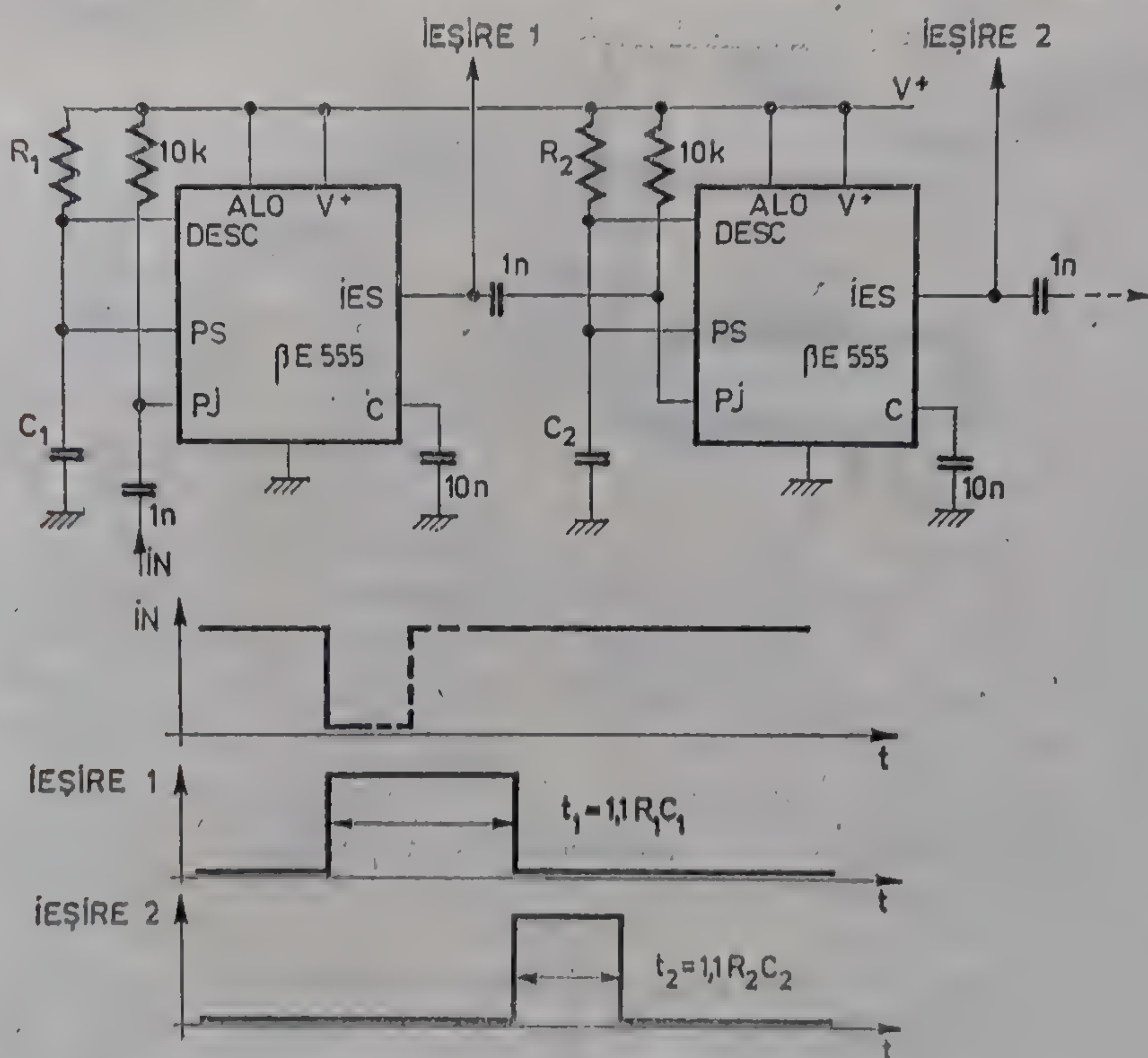


Fig. 1.37. Temporizator secvențial.

anterior. Alegerea constantelor de timp pentru fiecare monostabil în parte se poate face independent. Rezultă astfel un șir de temporizări diferite, ce se declanșează unele pe altele, succedându-se.

Mai mult, prin închiderea ultimei ieșiri la intrarea de start rezultă un inel care se autoîntreține.

Scheme de acest gen sînt folosite în construcția programatoarelor cu secvență fixă pentru automatizarea unei instalații. Programatorul determină pentru o ordine prestabilită durata de acțiune a fiecărui element de acționare.

1.6.8. Oscilator astabil simetric — figura 1.38

● Cu ajutorul a numai două componente externe de temporizare R și C , se obțin oscilații dreptunghiulare în ieșirea circuitului $\beta E 555$.

Rezistența R servește atât la încărcarea, cât și la descărcarea condensatorului C între cele două praguri de tensiune de $0,33V^+$ și $0,66V^+$. Această

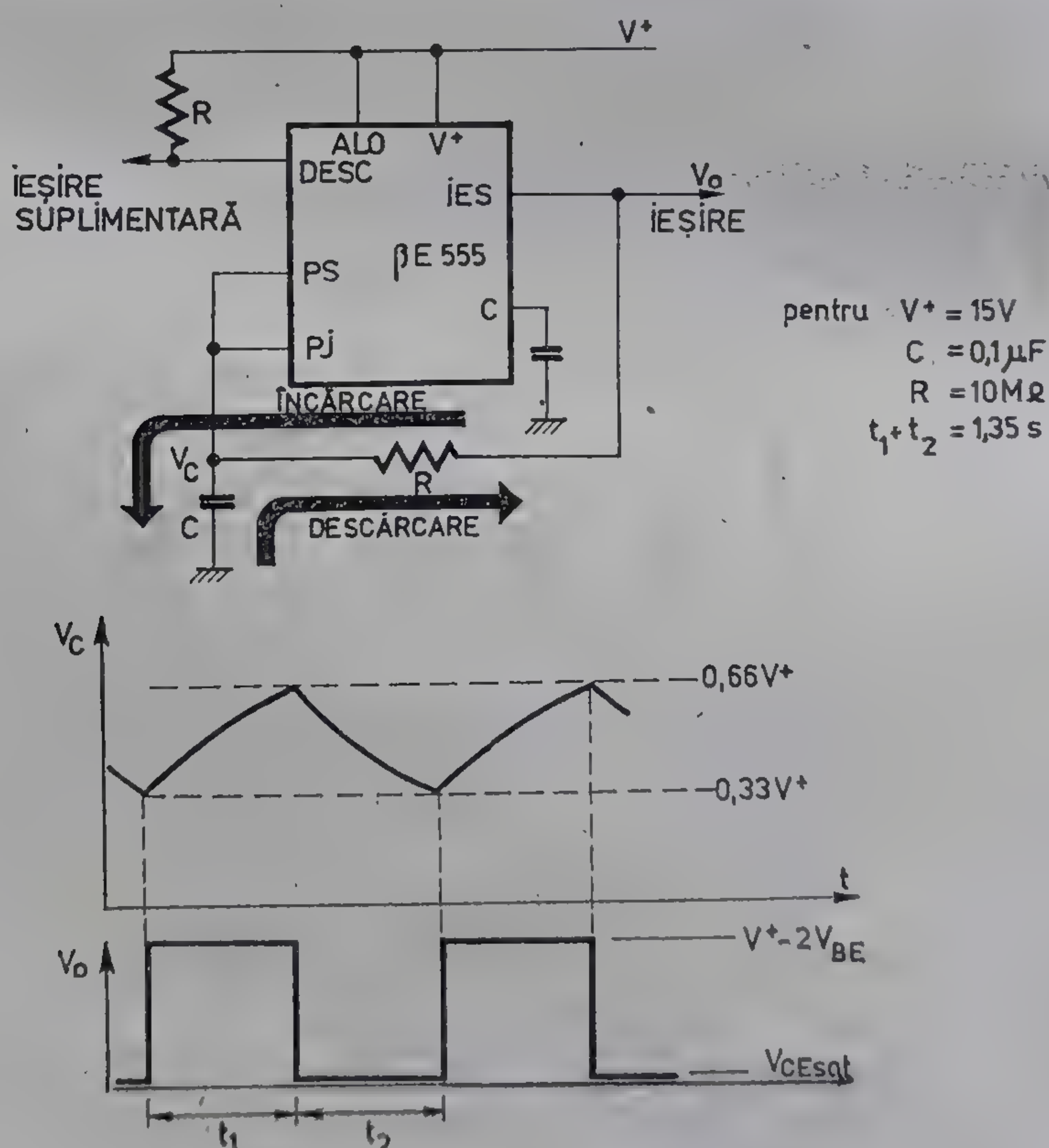
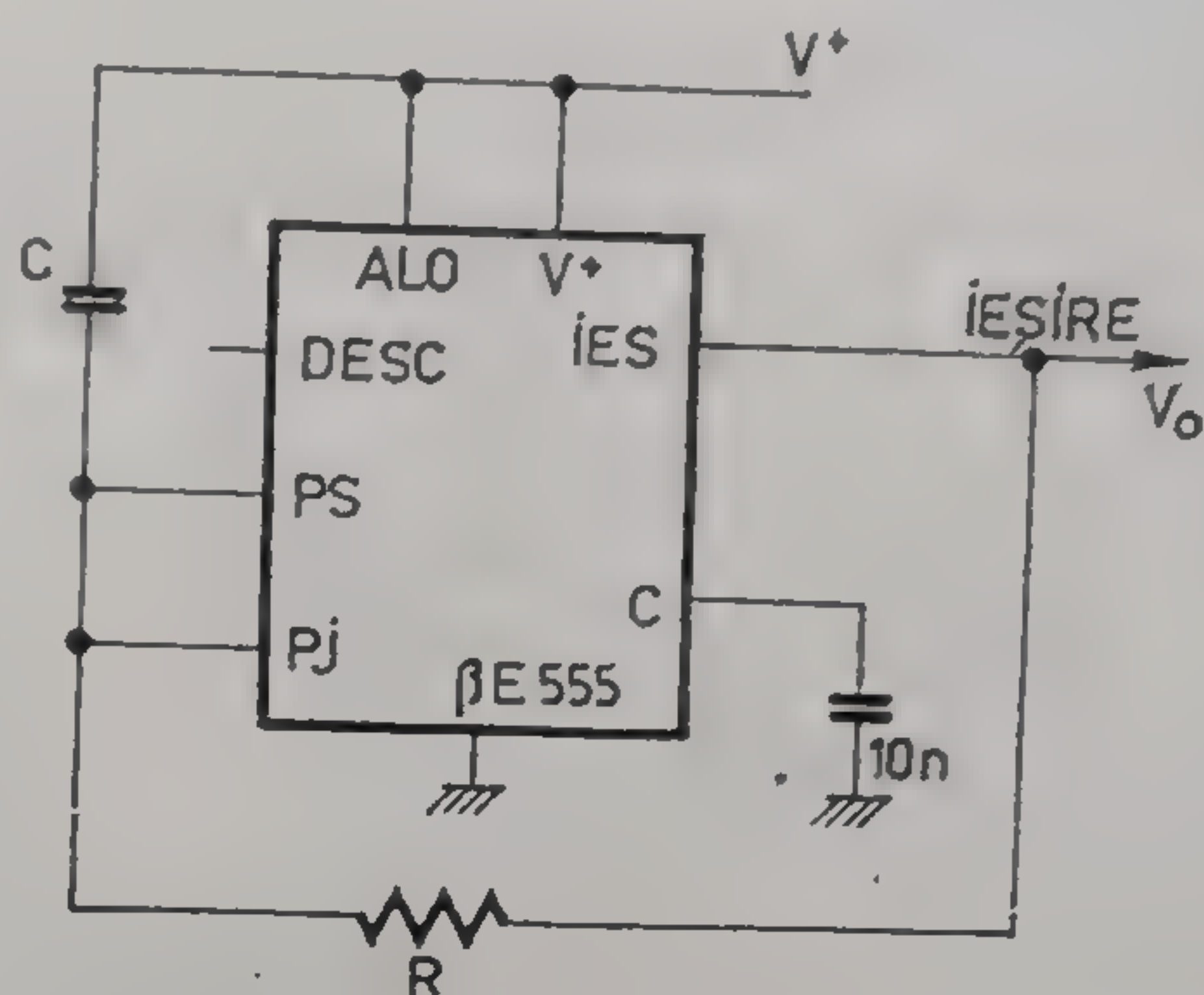


Fig. 1.38. Oscilator astabil simetric.

Fig. 1.39. Oscilator astabil simetric „inversat”.



rezistență este alimentată din ieșirea lui $\beta E 555$. Atunci când tensiunea de ieșire este la 1, condensatorul de temporizare se încarcă prin rezistența R_1 , iar când ieșirea este la 0 condensatorul C se descarcă prin aceeași rezistență.

Teoretic, impulsurile de ieșire sînt simetrice, pauza sau impulsul propriu-zis avînd valoarea:

$$t_1 = t_2 = RC \ln 2 \simeq 0,693 RC.$$

În realitate, forma de undă de ieșire nu este perfect simetrică. Tensiunea de ieșire a circuitului $\beta E 555$ nu urcă pînă la V^+ ci doar pînă la $(V^+ - 2V_{BE})$. În schimb ea coboară pînă aproape de 0 V (V_{CEsat}). Regimul de încărcare devine ușor mai lent decît valoarea dată de relația anterioară (t_1). Descărcarea nu este afectată sesizabil de V_{CEsat} . Rezultă astfel o mică asimetrie, pauza fiind mai scurtă decît durata impulsului propriu-zis. Această asimetrie se accentuează la tensiuni mici de alimentare — de exemplu 5 V.

Tranzistorul de descărcare din interiorul circuitului nu se folosește. Conectînd colectorul lui printr-o sarcină rezistivă externă, R_1 , la tensiunea de alimentare V^+ , se poate obține o ieșire suplimentară, în fază cu cea principală. Se recomandă ca valoarea rezistenței R_1 să se dimensioneze astfel încît curentul de colector al tranzistorului de descărcare să nu depășească 10mA.

● Condensatorul de temporizare C poate fi conectat și între terminalele PS , PJ și alimentare — vezi figura 1.39. Rezultă o schemă oarecum „inversată”, dar a cărei funcționare este echivalentă cu cea din figura 1.38.

● Dacă simetria oscilației dreptunghiulare din ieșire trebuie controlată riguros, se poate utiliza schema din figura 1.40. Reglînd potențiometrul P , se injectează sau se extrage, de fapt, un curent din condensatorul C , ajustîndu-se în acest mod simetria formei de undă (se reglează raportul dintre încărcarea și descărcarea condensatorului C prin rezistența R_1).

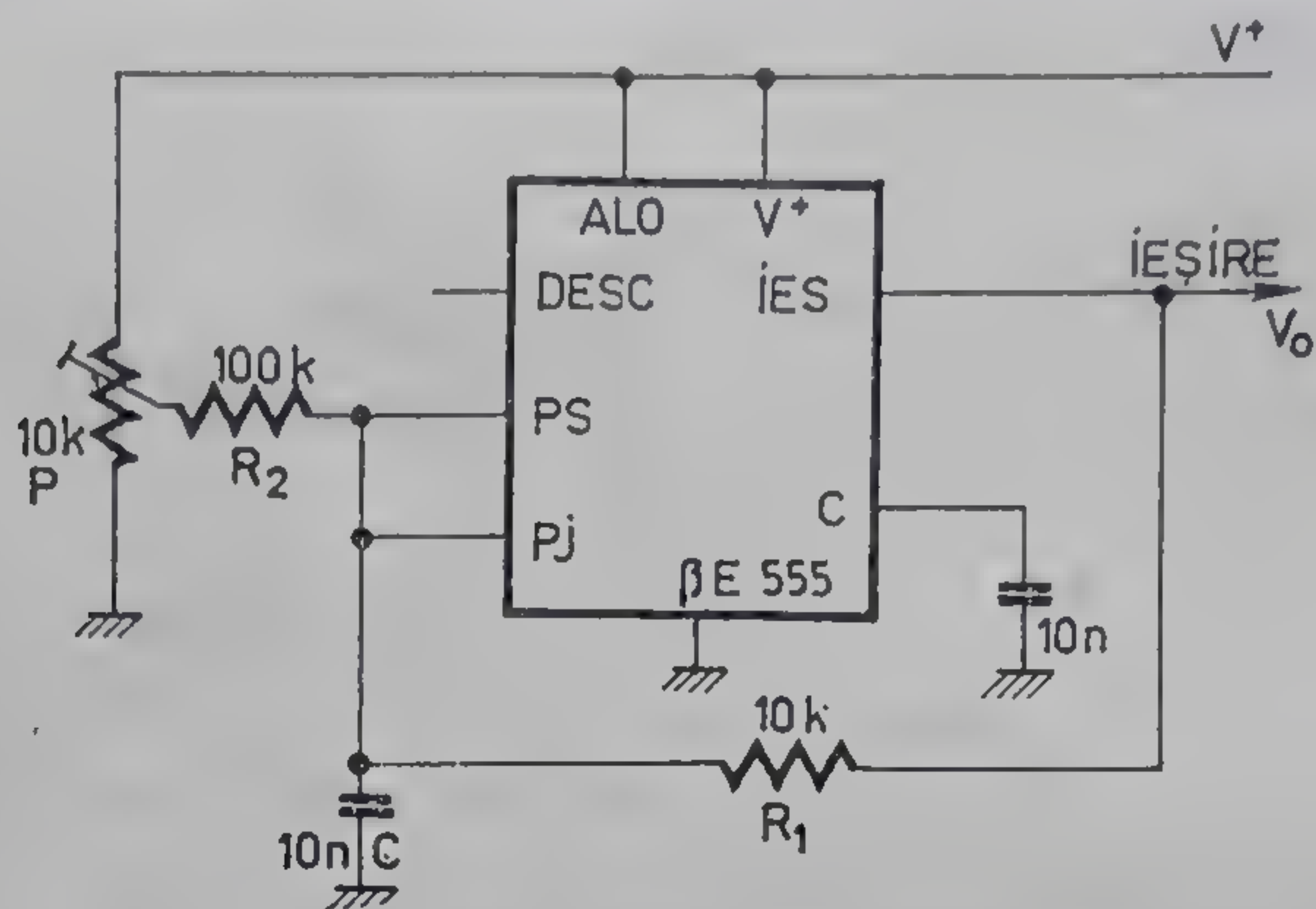


Fig. 1.40. Ajustarea simetriei oscilatorului „simetric”.

● Folosind același principiu de funcționare cu cel din figura 1.38, însă separînd căile de încărcare și descărcare prin diodele D_1 și D_2 , durata impulsului propriu-zis și durata pauzei se pot regla independent — vezi figura 1.41.

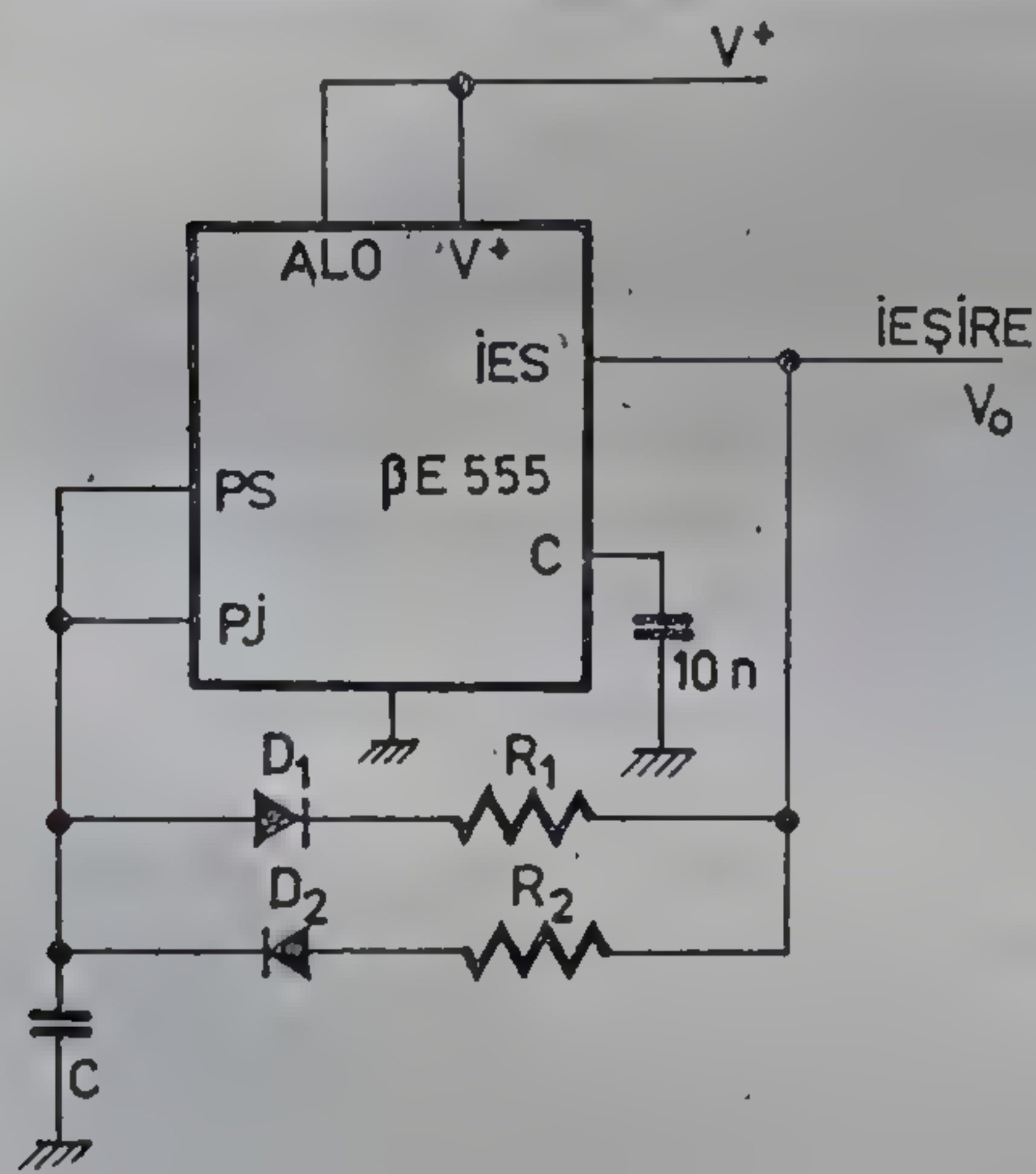
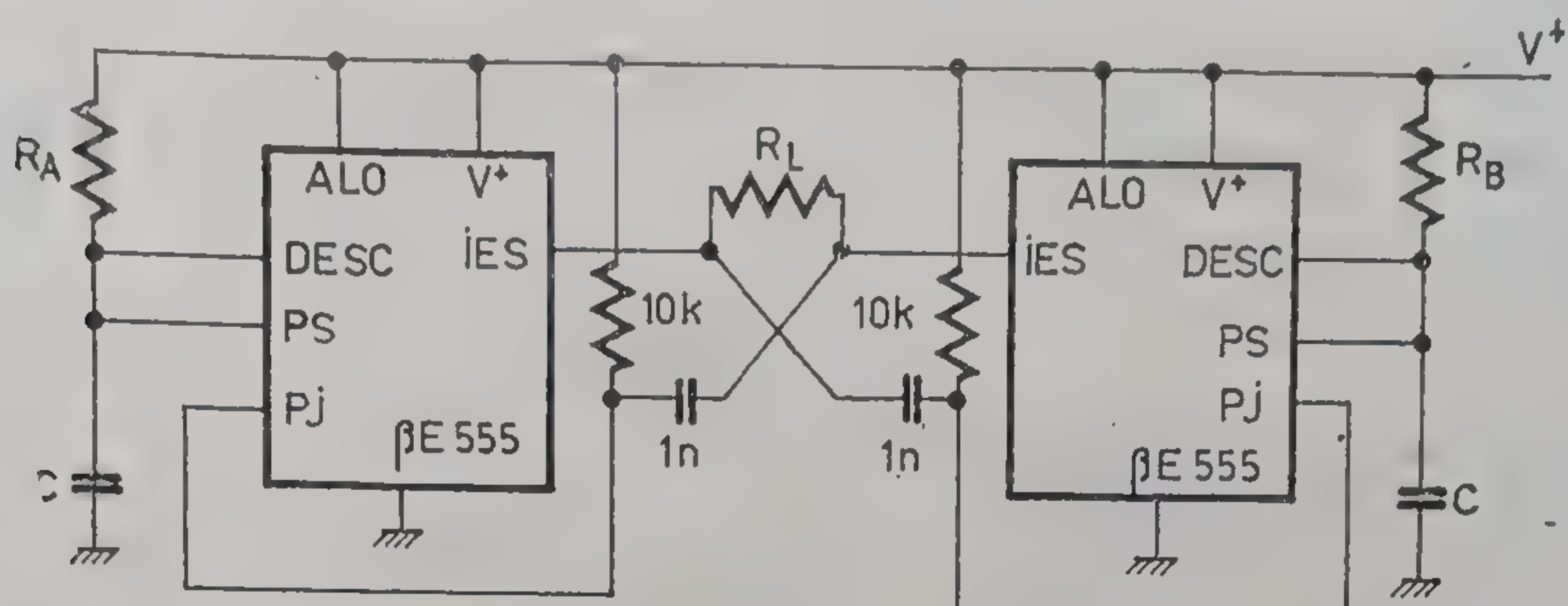


Fig. 1.41. Oscilator de undă dreptunghiulară asimetrică.

Observație. La toate schemele de oscilator simetric oscilațiile pot fi oprite prin conectarea terminalului ALO la masă. În această stare tensiunea de ieșire rămîne la 0.

1.6.9: Circuit astabil dual

Utilizînd două circuite $\beta E 555$ ce se comandă unul pe celălalt, se poate construi o schemă de oscilator astabil — figura 1.42. Pentru oscilația dreptunghiulară generată, un circuit este responsabil de pauza dintre impulsuri, iar celălalt controlează durata impulsului. Reglajele de pauză și impuls sînt



$$f = \frac{0.91}{(R_A + R_B)C} \quad \text{factor de umplere} = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

Fig. 1.42. Circuit astabil dual.

total independente între ele și depind de constantele de timp, $R_A C$ și $R_B C$. Rețeaua de cuplaj dintre ele este constituită de rezistența de $10\text{ k}\Omega$ și condensatorul de 1 nF conectată între ieșirea unui circuit și intrarea de prag jos a celuilalt. O posibilitate interesantă oferită de acest circuit este aceea de a cupla sarcina R_L între cele două ieșiri, realizându-se o comandă în contratimp. Se pot comanda în acest mod sarcini ce au nevoie de o tensiune de acționare dublă față de tensiunea de alimentare disponibilă. Sarcina neavînd nici un terminal conectat permanent la masă poartă numele de sarcină flotantă.

Se remarcă, de asemenea, că stabilitatea frecvenței de oscilație este cea caracteristică unui montaj de monostabil cu $\beta E 555$, deci mai bună decît a unui circuit astabil standard.

1.6.10. Comanda intermitentă a ștergătoarelor de parbriz la autoturismele DACIA 1300

Schema descrisă în figura 1.43 realizează declanșarea — cu o frecvență reglabilă de la bordul autoturismului — a unui ciclu de lucru al ștergătoarelor de parbriz. Proiectarea schemei a fost realizată astfel încît să introducă un minim de modificări în cablajul de bază al autoturismului, iar aceste modificări să se poată executa cît mai ușor.

Circuitul de temporizare este asemănător schemei de astabil din figura 1.38. Condensatorul C se încarcă rapid prin rezistența R_3 și dioda D_1 și se descarcă prin potențiometrul R_1 și rezistențele R_2 , R_3 . Tensiunea pe condensator este controlată de cele două comparatoare „SUS” și „JOS”. Ieșirea circuitului $\beta E 555$ comandă înfășurarea unui releu de 12 V , notat pe schemă cu REL .

Releul REL este alimentat pe durata încărcării condensatorului C . Pentru schema din figura 1.43 această durată este de circa $0,2\text{ s}$, valoare suficientă pentru ca și ștergătoarele să pornească și contactul de automenți-

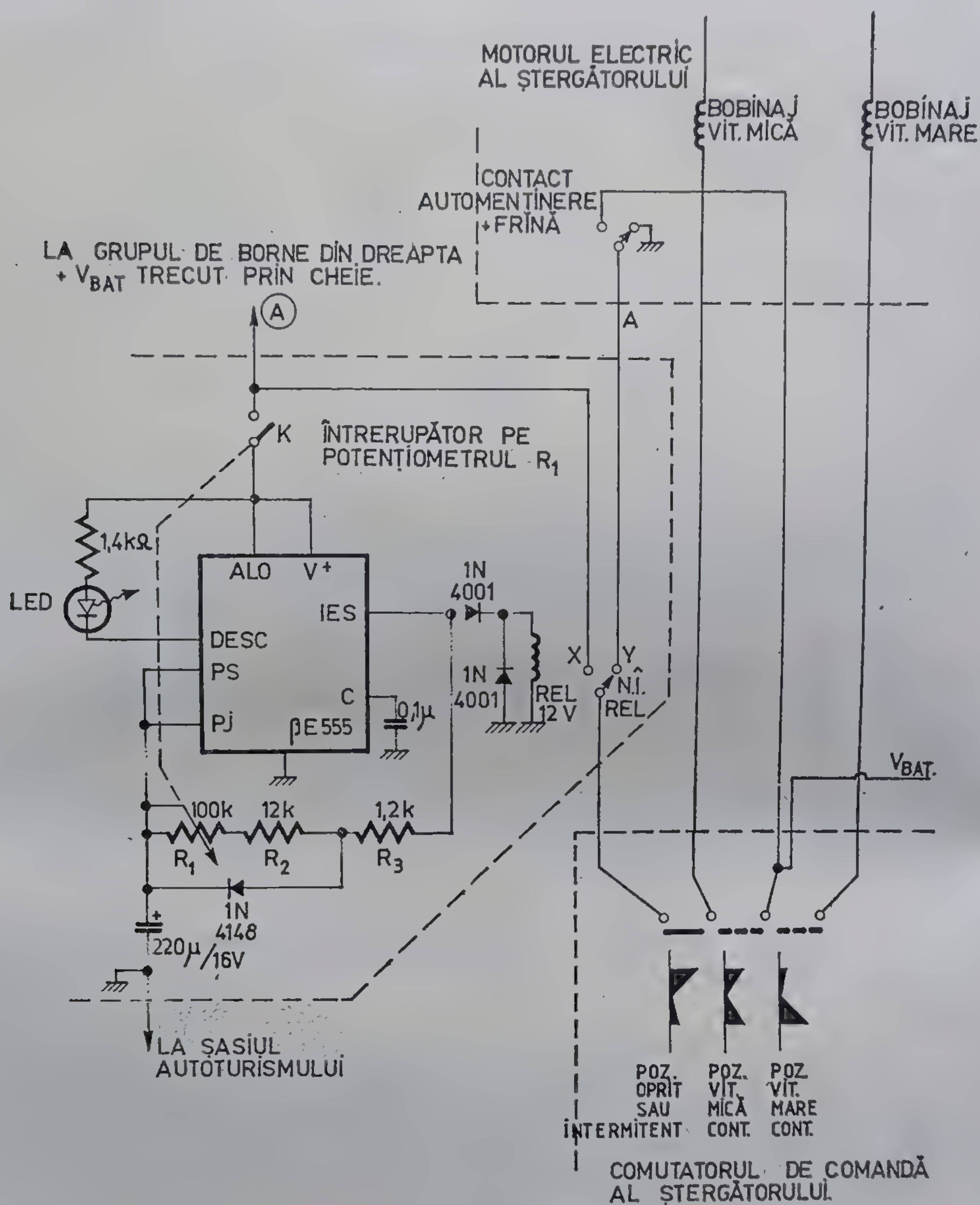


Fig. 1.43. Schemă pentru funcționarea cu intermitență a ștergătorului de parbriz la autoturismul DACIA 1300.

neră să se desfacă de la masă, preluând alimentarea motorului electric care acționează ștergătoarele de parbriz.

Observație. Pe axul motorului electric care acționează ștergătoarele de parbriz se găsește o camă care este palpată de un contact electric. Când lamele

ștergătoarelor se găsesc în dreapta jos se conectează firul A la masă. În această poziție se realizează și regimul de frînare al motorului (prin scurtcircuitarea lui). Altfel, există riscul ca din inerție mecanică să se sară peste poziția de repaus. Imediat ce motorul a rotit cama, începînd cursa activă, contactul conectează firul A la plusul bateriei, menținînd alimentarea motorului (chiar dacă prin comutator s-a comandat oprirea lui), pînă în momentul în care lamele ștergătoarelor ajung în poziția dreapta jos.

Releul REL va fi dezactivat pe durata descărcării condensatorului C , durată controlată de potențiometrul R_1 între limitele 2 ... 18 s. Această perioadă de așteptare poate fi eventual semnalizată la bord, printr-o diodă electroluminiscentă (LED) conectată la terminalul $DESC$ al circuitului $\beta E 555$. Funcționarea schemei este următoarea: circuitul de temporizare este alimentat atunci cînd întrerupătorul K , solidar cu axul potențiometrului R_1 , este închis. Presupunem că comutatorul de comandă al ștergătoarelor se găsește în poziția oprit. La conectarea alimentării, condensatorul C este descărcat, tensiunea de ieșire stă la 1, releul REL se anclanșează, astfel încît contactul REL comută pe poziția X . Bobinajul de viteză mică primește alimentare și motorul începe să se învîrtească. Contactul de automenținere se desface de la masă și se conectează pe alimentare. De acum încolo, în orice moment, releul REL poate fi dezactivat fără ca acest fapt să fie resimțit în alimentarea motorului.

Trecerea contactului REL de pe poziția X înapoi la poziția Y nu afectează starea de alimentare a bobinajului pentru viteză mică (cu excepția timpului de zbor al lamei centrale de la X la Y). Motorul își continuă cursa. Condensatorul C , încărcat rapid pînă la $0,66V^+$, începe să se descarce lent prin R_1 , R_2 și R_3 .

În momentul în care ștergătoarele au ajuns aproape de poziția din dreapta jos, contactul de automenținere se desface de la alimentare (sub acțiunea camei) și conectează înfășurarea motorului la masă, frînîndu-l pînă la imobilizare. Motorul rămîne în așteptare în această poziție pînă în momentul în care condensatorul C a reușit să se descarce la nivelul de $0,33V^+$. Schema rebasculează, condensatorul de temporizare începe să se reîncarce, iar releul REL dă un nou impuls de alimentare bobinajului de viteză mică, comutînd contactul releului REL pe poziția X .

Reglajul duratei de așteptare a ștergătorului în poziția sa de repaus se face modificînd valoarea potențiometrului R_1 .

Cînd contactul K este desfăcut, schema de temporizare, inclusiv releul REL , nu este alimentată și deci contactul REL rămîne pe poziția Y . Funcționarea devine identică cu cea a unor ștergătoare obișnuite.

În cazul în care temporizarea este pornită și se comută comanda ștergătorului pentru viteză mică sau viteză mare mișcarea dorită se execută imediat.

Se recomandă ca alimentarea grupului de temporizare (A) să fie trecută prin cheia de contact pentru a nu uita ștergătorul în funcțiune intermitentă la părăsirea autoturismului. Dealtfel, dioda electroluminiscentă (LED) conectată la terminalul $DESC$ atrage atenția asupra acestei situații.

În momentul conectării alimentării blocului de temporizare, datorită conectării contactului K , începe funcționarea ciclică a ștergătoarelor. Se exe-

cută un prim ciclu de ștergere a parbrizului urmat de o pauză a cărei durată este dependentă de poziția potențiometrului.

Trebuie observat că în acest prim ciclu releul *REL* se alimentează pe o durată dublă față de următoarele cicluri, deoarece acum condensatorul se încarcă de la 0 V la $0,66V^+$ și nu de la $0,33V^+$ la $0,66V^+$. Acest fapt poate fi exploatat în mod avantajos în felul următor. Constanta de timp de încărcare se dimensionează astfel încât în primul ciclu să se depășească cu puțin un balans complet dreapta/stînga/dreapta al ștergătorului. Ca urmare, la pornire, cînd parbrizul este mai murdar, ștergătoarele vor bate de două ori consecutiv fără oprire, ca apoi să se revină automat la o singură cursă temporizată.

1.6.11. Temporizator fotografic — maximum 100 s

În schema din figura 1.44 este prezentat un temporizator fotografic care comandă aprinderea becului de expunere pentru o durată controlată și reglabilă.

Ieșirea circuitului $\beta E 555$ acționează becul prin intermediul triacului *TR*, alimentarea făcîndu-se direct din rețea. În locul triacului se poate folosi și un releu. De observat că alimentarea întregului montaj se face direct din rețea, fără transformator de separare; de aceea, elementele exterioare de acționare (butoane, comutatoare) trebuie să fie bine izolate față de masă (un pol al rețelei de 220 V). Carcasa aparatului nu se va conecta la masa electrică a circuitului, ci se va lega la pămînt (calorifer).

Circuitul integrat $\beta E 555$ funcționează într-o schemă de monostabil. Durata temporizării este dictată de poziția comutatoarelor K_1 și K_2 și a potențiometrului *P*. Acesta din urmă reglează temporizarea la a doua cifră, și poate fi gradat în sistem zecimal. Se poate înlocui potențiometrul *P* cu un comutator decadic, de tipul celui denumit K_1 , dar echipat cu rezistențe de 100 k Ω .

Pentru o bună precizie valorile rezistențelor *R* trebuie să fie egale între ele. Condensatoarele *C* vor fi de tipul poliester. Valoarea de 10 μF poate fi realizată prin conectarea mai multor condensatoare în paralel.

Deoarece toleranța inițială a acestor condensatoare este în mod uzual de $\pm 10\%$, s-au prevăzut semireglabile de calibrare (T_1 , T_2).

Butonul cu acționare momentană denumit *START* pe schema din figura 1.44 demarează ciclul de temporizare. Dacă el este apăsat pe o durată mai mare decît durata înscrisă pe comutatoare, becul rămîne aprins, pînă la eliberarea butonului. Cu butonul *RESET* se poate opri o expunere în curs.

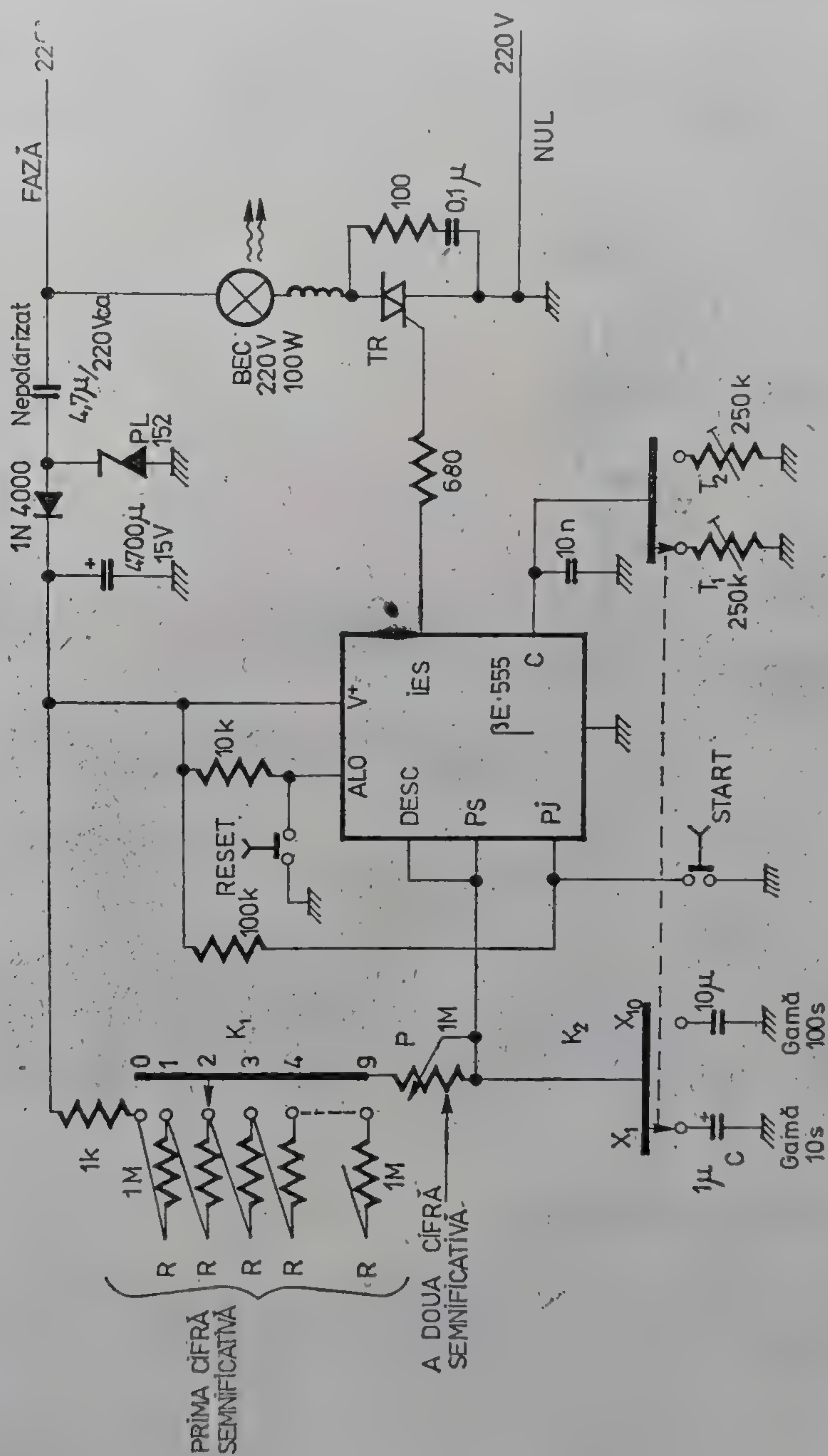


Fig. 1.44. Temporizator fotografic de maximum 100 s.

1.6.12. Temporizator fotografic — maximum 20 s

Dacă rețeaua de temporizare se realizează în alt mod decât acela din figura 1.44, se poate realiza un temporizator fotografic pentru care comutarea de gamă să nu însemne \times ci $+$ (efectul să fie aditiv și nu multiplicativ.)

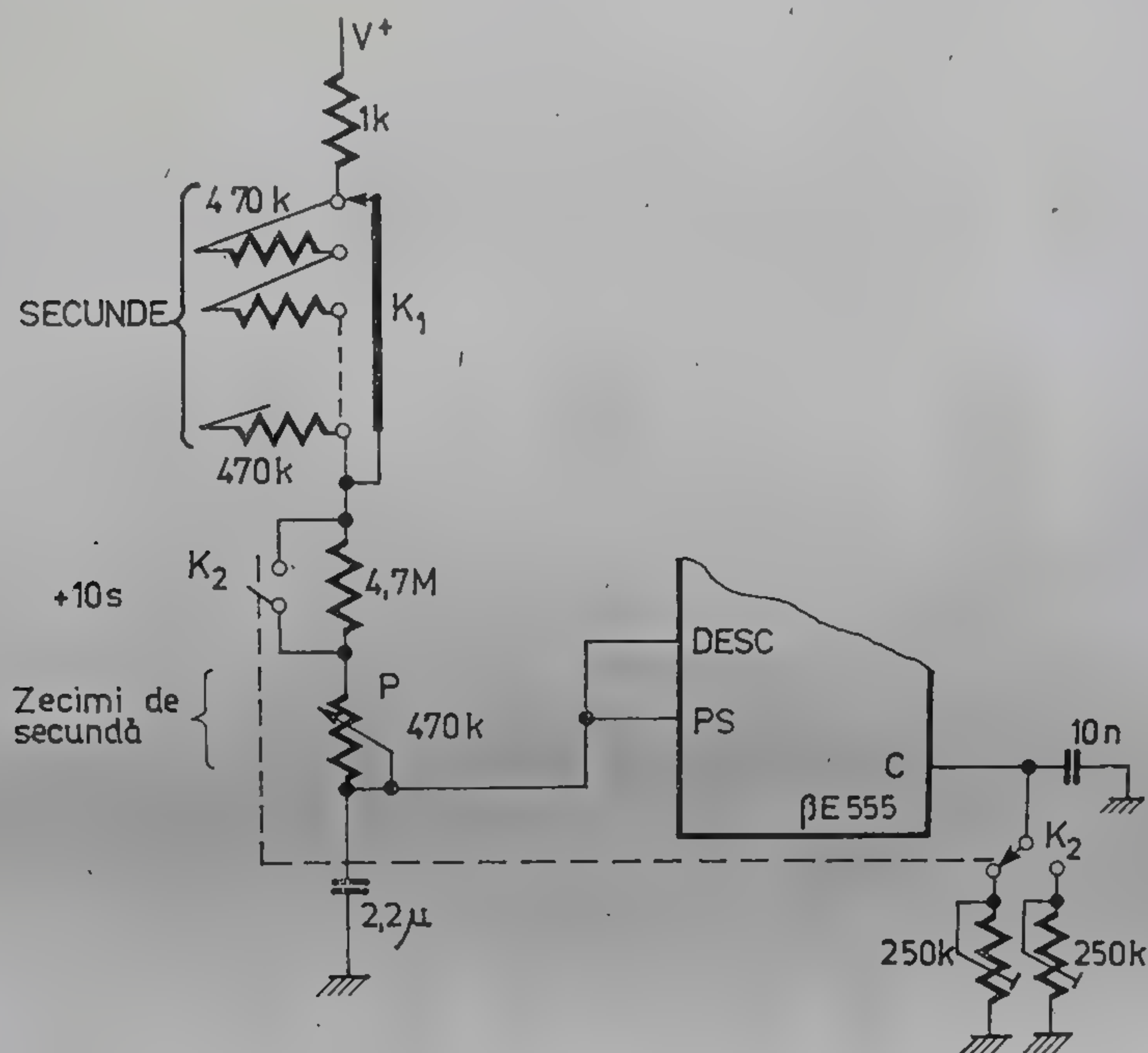
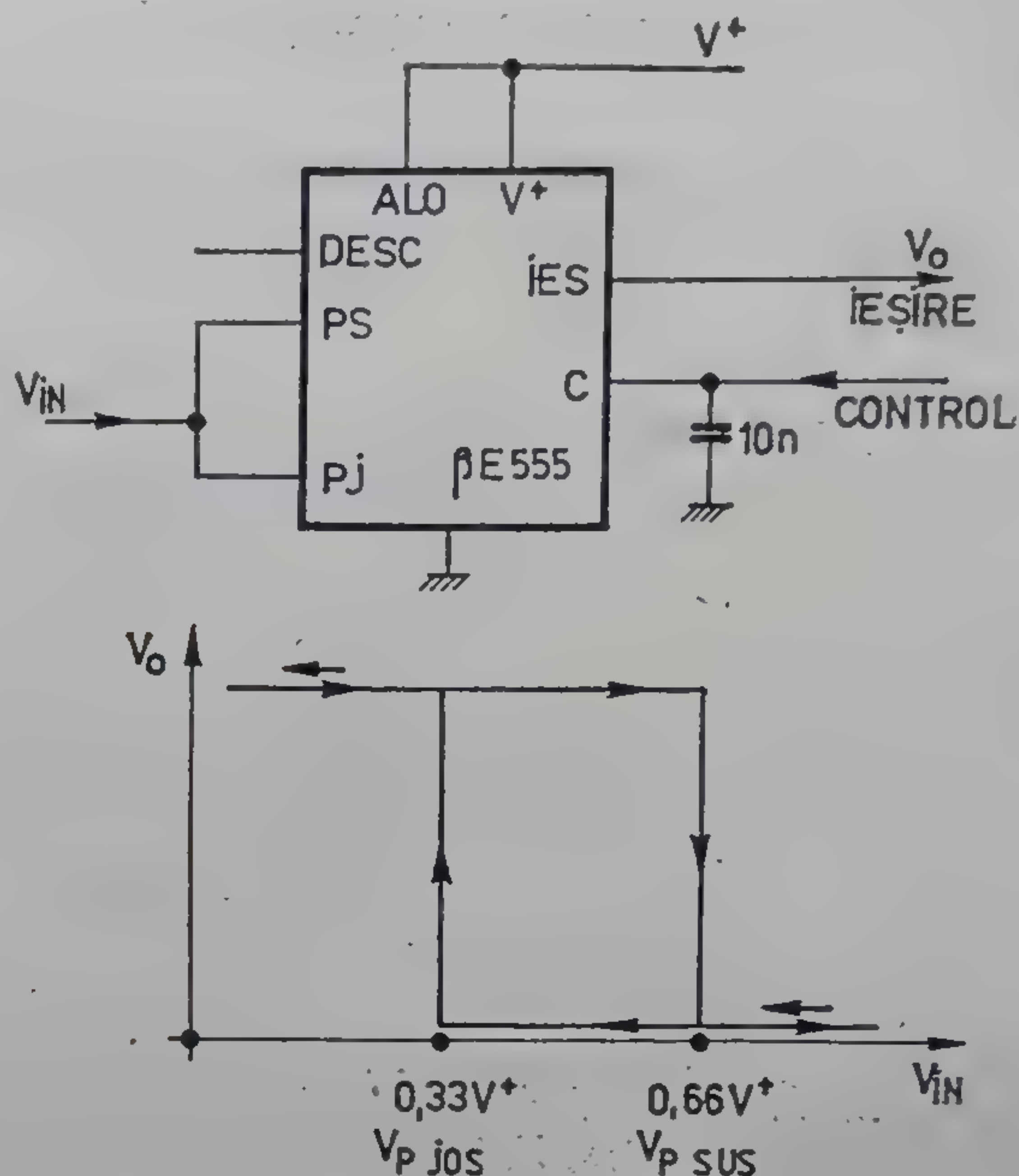


Fig. 1.45. Temporizator fotografic de maximum 20 s.

În figura 1.45 s-a desenat o rețea de temporizare la care prin deschiderea comutatorului K_2 se adaugă 10 s la valoarea impusă de comutatorul K_1 și potențimetrul P . În rest schema este identică cu cea din figura 1.44.

1.6.13. Comparator cu histerezis

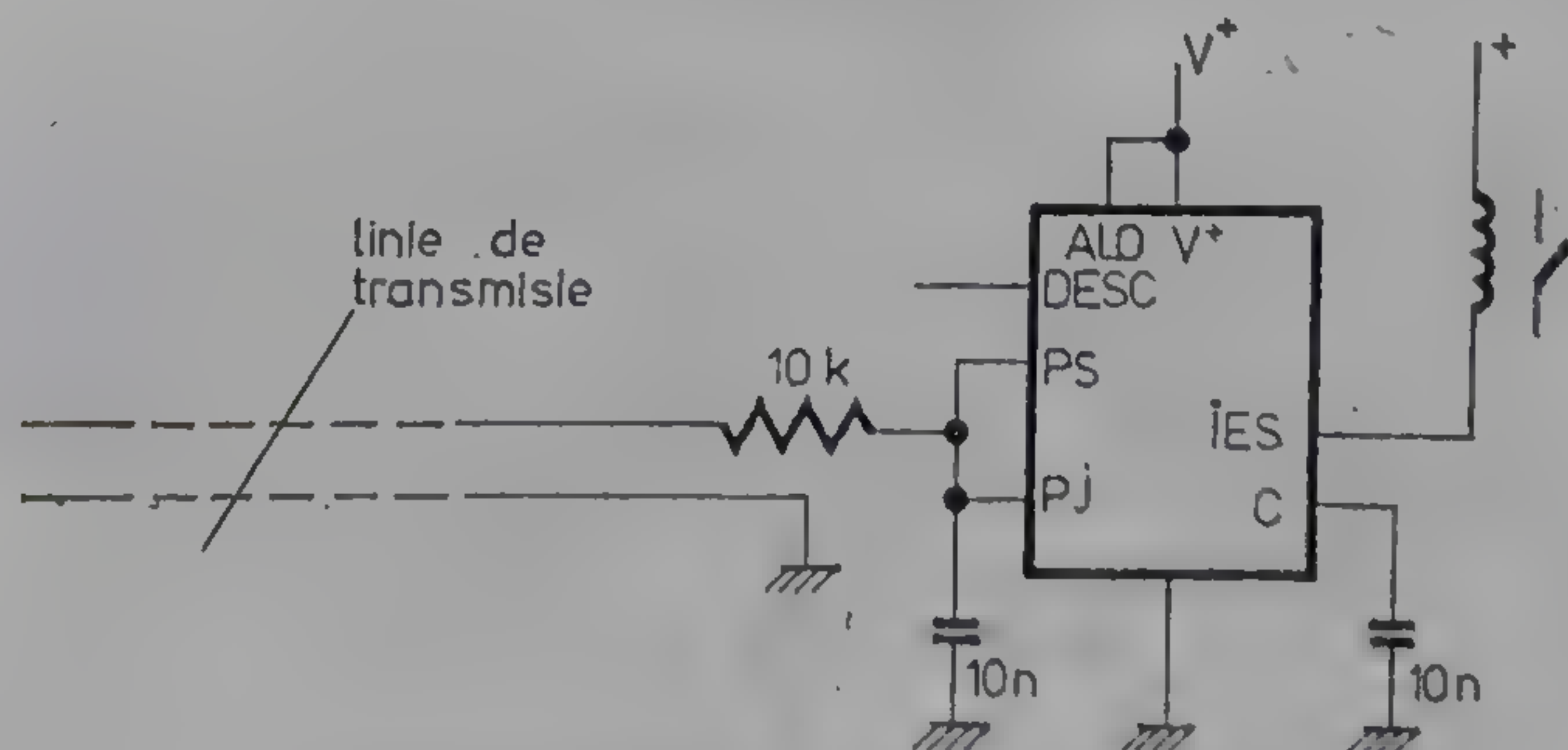
Funcționarea circuitului integrat $\beta E 555$ poate fi asimilată cu comportarea unui comparator cu histerezis — figura 1.46 (trigger Schmitt). Legând împreună intrările PS și PJ ale comparatoarelor și aplicându-le o tensiune V_{IN} , ieșirea va bascula atunci când tensiunea de intrare atinge două praguri fixe: $0,66V^+$ și $0,33V^+$. Diagrama de funcționare din figura 1.46 pune în evidență ciclul de histerezis propriu unui trigger Schmitt. Cele două praguri sînt pro-

Fig. 1.46. Trigger Schmitt cu circuitul $\beta E 555$.

portionale cu tensiunea de alimentare V^+ și pot fi ajustate din exterior prin intermediul terminálului denumit *CONTROL*.

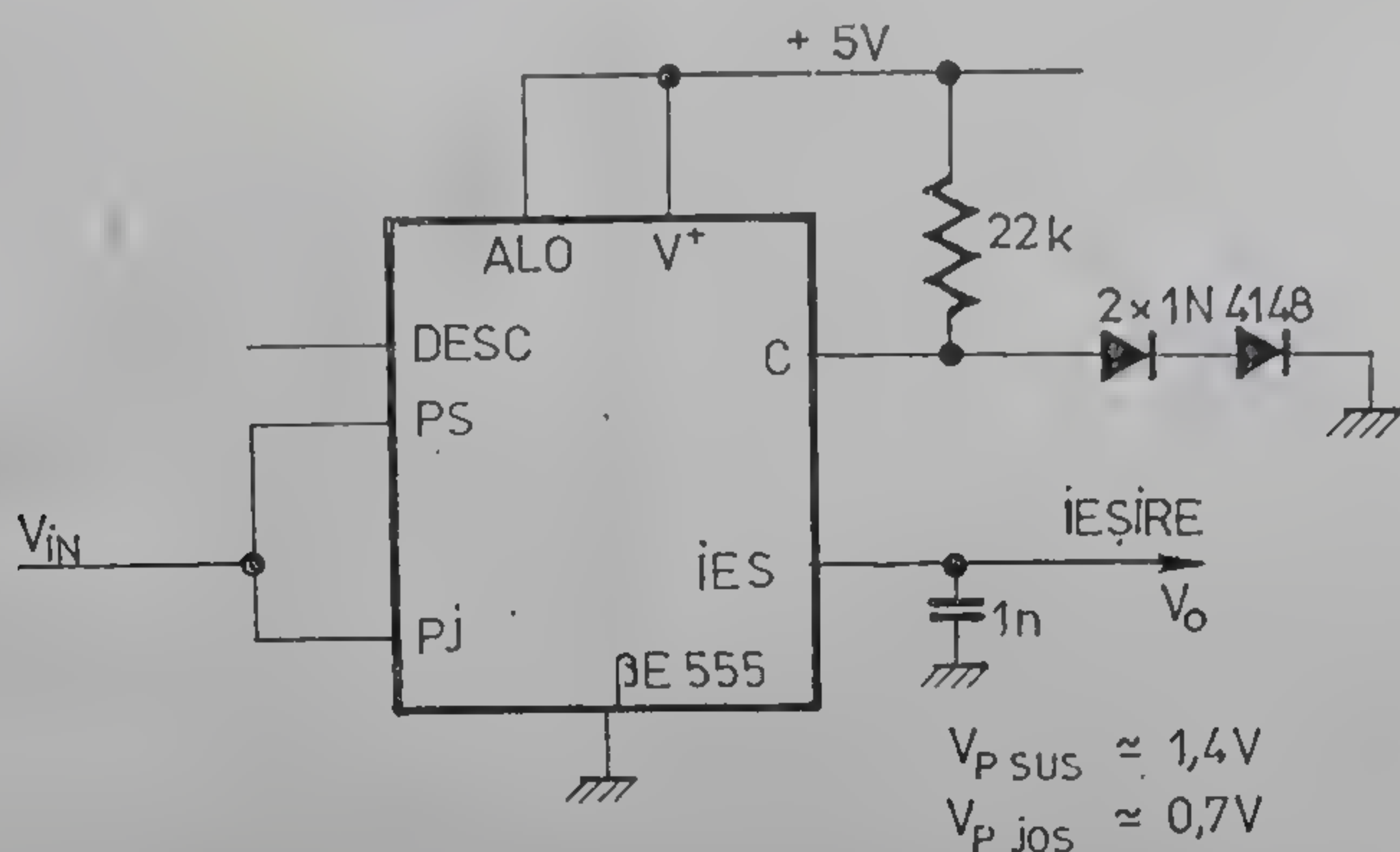
1.6.14. Receptor de linie cu $\beta E 555$ — figura 1.47

Efectul de trigger Schmitt al circuitului integrat $\beta E 555$ poate fi utilizat și în aplicații de control de la distanță — printr-o simplă pereche de fire neecranate — a dispozitivelor electromecanice relativ lente. Circuitul $\beta E 555$ constituie aici un așa-numit receptor de linie (în limba engleză „*line receiver*”) și îmbunătățește protecția la perturbații a semnalului prin linia de transmisie.

Fig. 1.47. Receptor de linie cu $\beta E 555$.

1.6.15. Trigger Schmitt compatibil *TTL*

În figura 1.48 se prezintă un trigger Schmitt compatibil și la intrare și la ieșire cu sistemele logice *TTL*, *DTL*.

Fig. 1.48. Trigger Schmitt compatibil *TTL*.

Tensiunea de pe terminalul de control este impusă de tensiunea de deschidere a celor două diode D_1 și D_2 , avînd o valoare de aproximativ 1,35 V. Cele două praguri ale triggerului Schmitt capătă valorile

$$V_{PSUS} = 1,4 V, \quad V_{PJOS} = 0,7 V,$$

compatibile cu nivelele *TTL* și relativ independente față de tensiunea de alimentare. Ieșirea unui asemenea circuit este evident compatibilă *TTL*.

1.6.16. Trigger Schmitt cu praguri fixate

Dacă se dorește un comparator cu histerezis ale cărui praguri să fie independente față de tensiunea de alimentare, dar alese după dorință, se vor utiliza două diode Zener (DZ_1 și DZ_2 în figura 1.49). Tranzistorul Q_1 se saturează atunci cînd tensiunea de ieșire este în starea 1 și scurtcircuitază dioda DZ_2 . Rezultă următoarele valori pentru pragurile de basculare:

$$V_{PSUS} = V_{DZ1} = 5,6 V,$$

$$V_{PJOS} = (V_{DZ1} + V_{DZ2})/2 = 4,45 V.$$

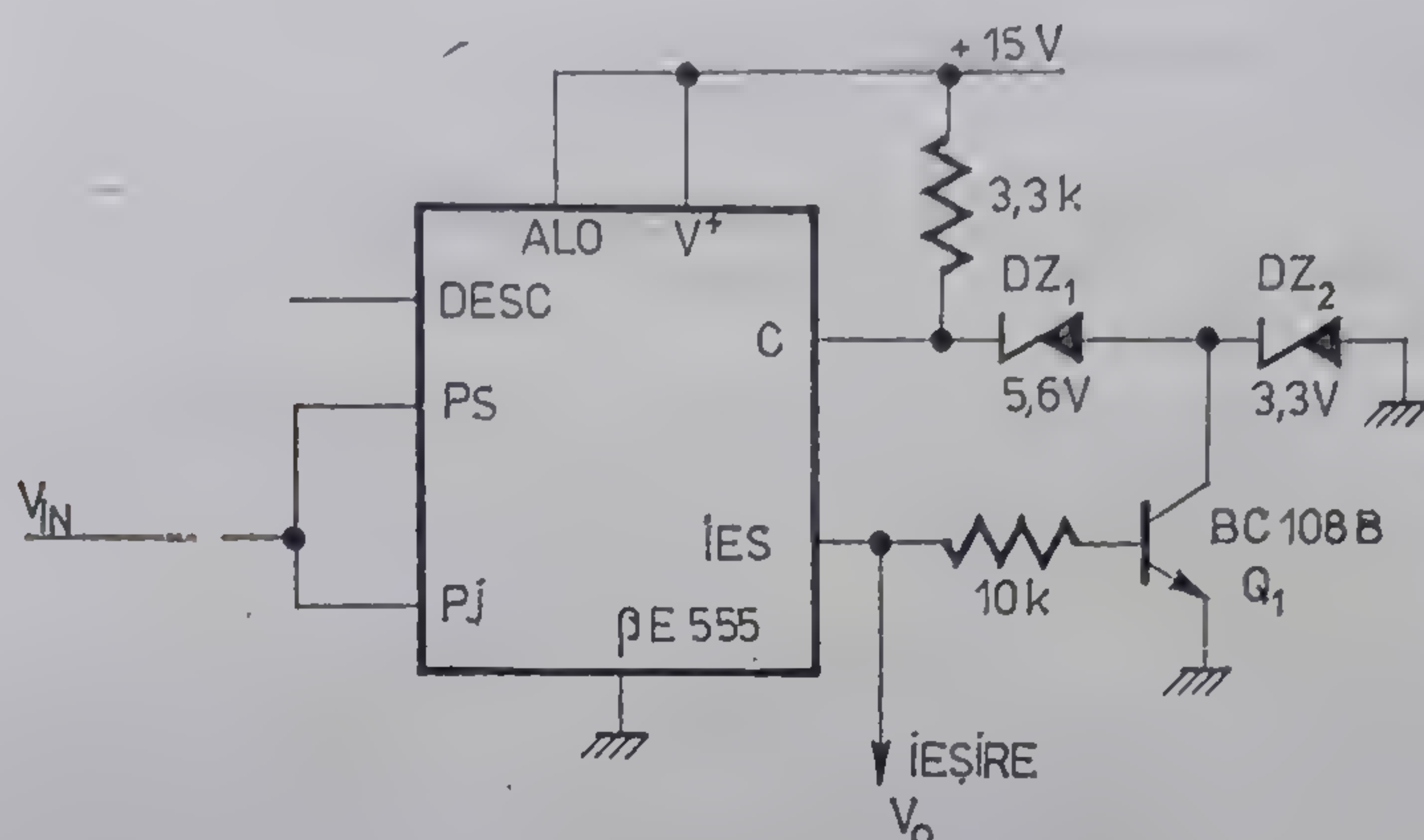


Fig. 1.49. Trigger Schmitt cu praguri fixate, independente de tensiunea de alimentare V^+ .

1.6.17. Lectura optică a unei benzi perforate

O aplicație directă a triggerului Schmitt din figura 1.46 o constituie cititoarele optice pentru benzile sau cartelele perforate. De regulă aceste cititoare sînt construite cu amplificatoare de curent continuu a căror impulsuri de ieșire au fronturi lente.

Circuitul din figura 1.50 este un trigger Schmitt care produce impulsuri de ieșire cu fronturi rapide și independente de viteza de deplasare a benzii. Circuitul lucrează pentru un domeniu larg de alimentare, de la $+5\text{ V}$ pînă la $+15\text{ V}$, el fiind compatibil fie *TTL*, fie *CMOS*. Schimbînd între ele foto-dispozitivul cu rezistențele R_1 , R_2 , se obține un circuit ce funcționează în logică inversată față de primul.

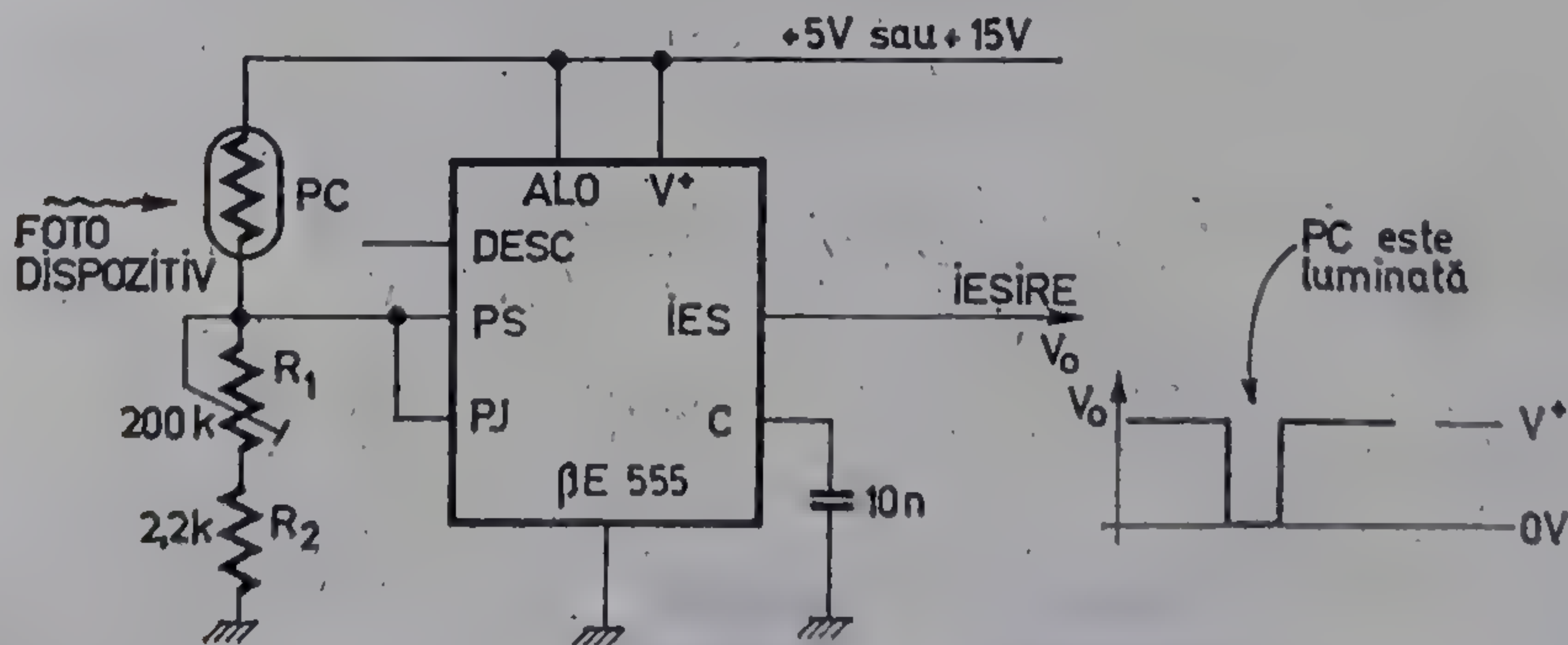


Fig. 1.50. Lector optic pentru bandă perforată.

începe să crească; procesul de încărcare se oprește (punctul B din diagramă) în momentul în care tensiunea terminalului PS atinge valoarea de 5,6 V, aducând circuitul basculant intern în 0 și de asemenea ieșirea circuitului în 0. Dioda D_1 previne descărcarea bateriei în această stare.

Când bateria se descarcă, prin acțiunea terminalului PJ se reia ciclul de încărcare.

Din reglajul rezistențelor variabile R_2 și R_3 se obțin limitele de încărcare maximă (tensiune maximă) și de descărcare maximă (tensiune minimă) care sînt specificate pentru baterie.

Calibrarea acestor reglaje se poate executa înlocuind acumulatorii cu o sursă de tensiune cunoscută și reglabilă (*atenție, sursa trebuie să poată absorbi curent*).

Dacă se dorește încărcarea unor baterii cu un curent mai mare decît 200 mA se poate adăuga un tranzistor de putere exterior.

1.6.19. Convertor liniar tensiune/perioadă

Dacă circuitul integrat $\beta E 555$ se conectează pentru a funcționa ca trigger Schmitt se poate realiza un convertor liniar tensiune/perioadă prin adăugarea unui integrator. Această schemă este prezentată în figura 1.52, integratorul fiind realizat cu ajutorul unui amplificator operațional (de exemplu $\beta A 741 JN$).

Circuitul $\beta E 555$ urmărește tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional basculînd corespunzător fie atunci cînd aceasta depășește tensiunea terminalului $CONTROL$ (V_{IN}), fie atunci cînd ea coboară sub tensiunea de referință a comparatorului de jos ($V_{IN}/2$). Tensiunea de ieșire a circuitului $\beta E 555$ va avea două nivele, notate V_{max} , V_{min} și comandă încărcarea sau descărcarea condensatorului C . Condensatorul C se va încărca cu sarcină (tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional crește) prin rezistența $2R$, de la bara de alimentare de -15 V atunci cînd tensiunea de ieșire a circuitului $\beta E 555$ se află la V_{min} . Descărcarea prin rezistența R a condensatorului C (tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional scade) se va produce atunci cînd tensiunea de ieșire a circuitului $\beta E 555$ va fi V_{max} . În acest ultim caz curentul de descărcare injectat prin rezistența R este determinant fiind de aproximativ două ori mai mare decît curentul de încărcare ce curge permanent prin rezistența $2R$.

Pentru un condensator C care se încarcă cu un curent constant I se poate scrie relația:

$$t = \frac{\Delta V \cdot C}{I}$$

Triggerul Schmitt supraveghează ca variația tensiunii pe condensatorul C să fie:

$$\Delta V = V_{IN} - \frac{V_{IN}}{2} = \frac{V_{IN}}{2}$$

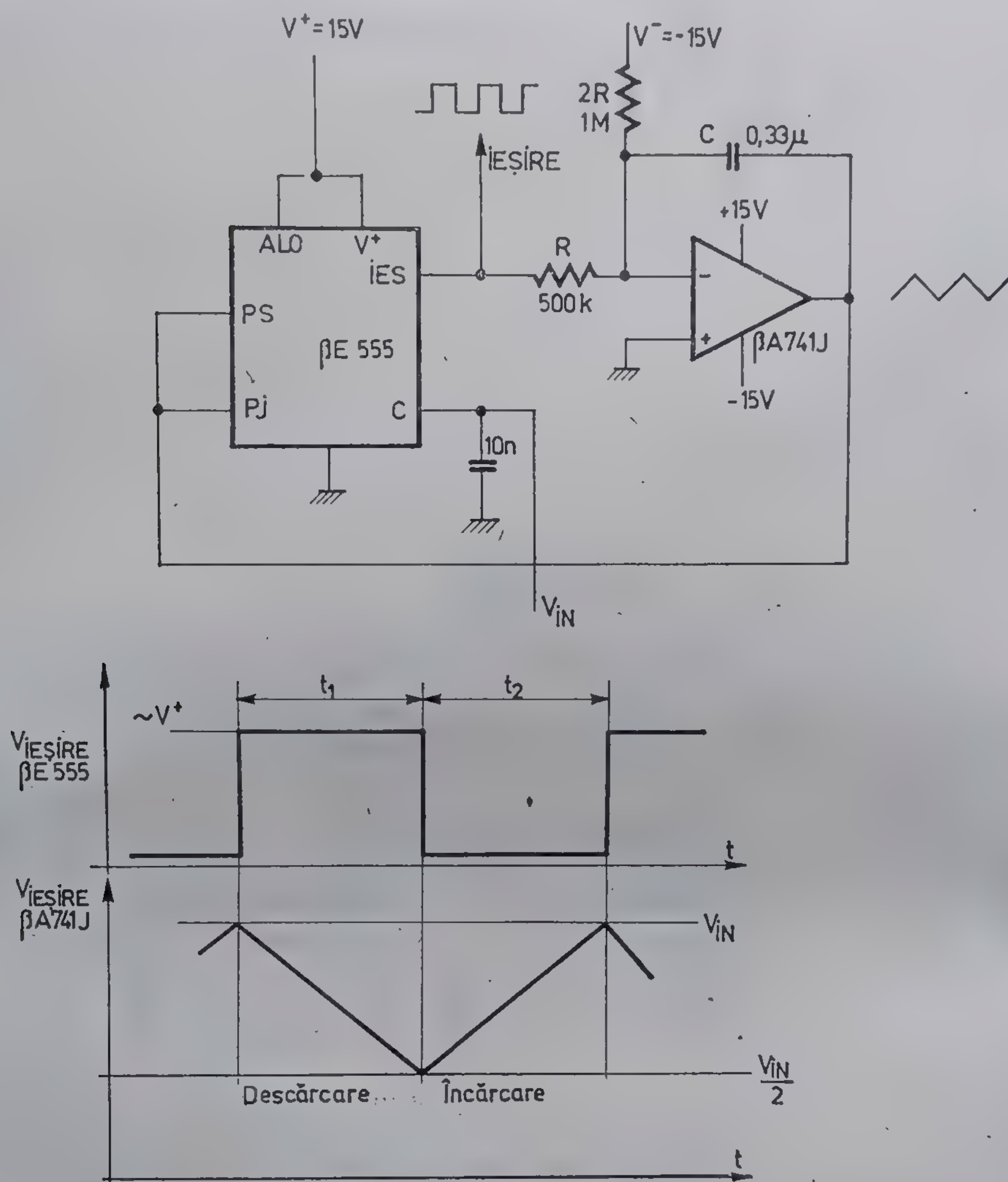


Fig. 1.52. Convertor liniar tensiune perioadă utilizând $\beta E 555$ cu trigger Schmitt.

Timpul de încărcare, t_1 , al condensatorului C pînă la o tensiune $V_{IN}/2$ devine:

$$t_1 = \frac{\frac{V_{IN}}{2} C}{\frac{|V^-|}{2R} - \frac{V_{min}}{R}}$$

Timpul de descărcare, t_2 al condensatorului va fi:

$$t_2 = \frac{\frac{V_{IN}}{2} C}{\frac{V_{max}}{R} - \frac{|V^-|}{2R}}.$$

Reunind ultimele două relații, rezultă perioada oscilației, T :

$$T = t_1 + t_2 = V_{IN} RC \left(\frac{1}{2V_{max} - |V^-|} + \frac{1}{|V^-| - 2V_{min}} \right).$$

Observând că $|V_{min}| \ll |V^-|$, $V_{max} \simeq V^+$ și $V^+ = |V^-|$ se poate rescrie relația anterioară într-o formă simplificată, dar realistă

$$T = 2RC \frac{V_{IN}}{V^+}.$$

Perioada oscilației generate de schema din figura 1.52 este direct proporțională cu tensiunea modulatoră V_{IN} . Din formula exactă a perioadei reiese că factorul de proporționalitate va fi ușor afectat de tensiunile „reziduale” de ieșire ale circuitului $\beta E 555$ (V_{min} și $V^+ - V_{max}$).

Limitarea în dinamică a schemei depinde la frecvențe joase de curentul de intrare al amplificatorului operațional utilizat ca integrator, iar la frecvențe înalte de viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire a aceluiași amplificator operațional (*slew-rate*).

1.6.20. Alarmă cu automenținere

Un circuit oarecum asemănător ca funcționare, cu circuitul destinat unui lector optic (vezi figura 1.50), este desenat în figura 1.53. El îndeplinește rolul unei alarme, în cazul în care o rază de lumină focalizată, este întreruptă de trecerea unui obiect opac. Fototranzistorul Q se blochează atunci când nu mai este luminat determinând creșterea potențialului terminalelor PS și PJ până la aproximativ V^+ . Este interesantă legătura realizată între terminalele ALO și $DESC$. Această legătură provoacă *automenținerea alimentării sarcinii*, chiar dacă fototranzistorul Q a fost neluminat trecător.

Presupunem că în starea inițială fototranzistorul Q este iluminat, deci circuitul basculant din $\beta E 555$ se găsește în starea 1. Tensiunea de ieșire este mare, aproape de valoarea tensiunii de alimentare, sarcina fiind neacționată. Tranzistorul de descărcare din circuitul $\beta E 555$ este blocat și alarma se află în starea *ARMAT*.

Dacă fototranzistorul Q nu mai este iluminat el se blochează provocând comutarea circuitului basculant din $\beta E 555$ în starea 0. Tranzistorul de descărcare intern aduce terminalul ALO la potențialul masei și în același timp tensiunea de ieșire coboară în 0, acționând sarcina. În această situație chiar

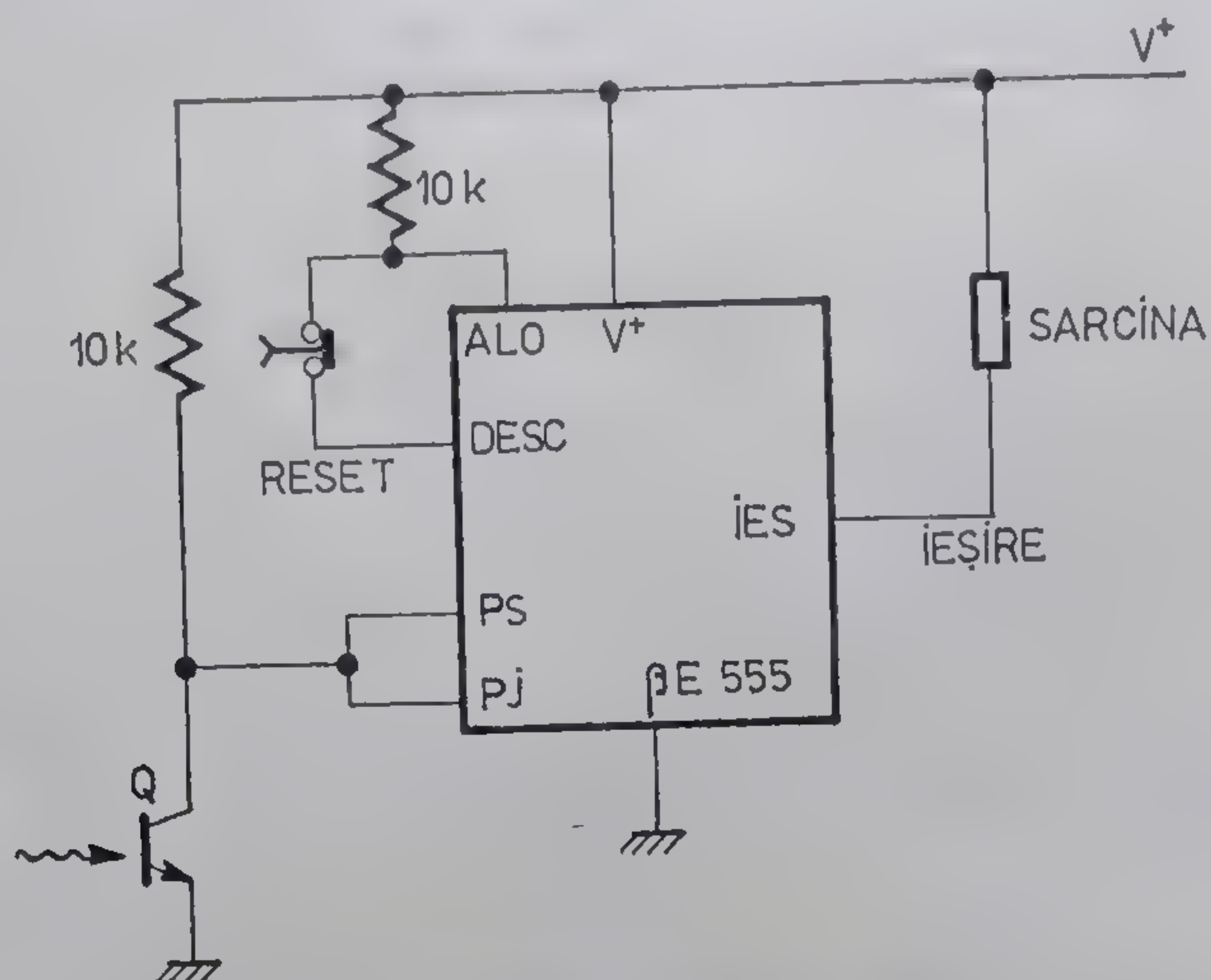


Fig. 1.53. Alarmă cu auto menținere.

dacă iluminarea fototranzistorului Q revine, circuitul $\beta E 555$ nu mai revine în starea inițială, deoarece terminalul ALO rămâne conectat la masă prin tranzistorul de descărcare conținut de circuitul $\beta E 555$ (comanda prin terminalul ALO este prioritară față de terminalele PS și PJ). Sarcina rămâne acționată, memorând întreruperea temporară a razei de lumină.

Repunerea alarmei în stare de veghe se face deconectând terminalul ALO de terminalul $DESC$ prin apăsarea butonului $RESET$.

1.6.21. Releu cu întârziere la închidere

Schema din figura 1.54 reprezintă de fapt un circuit monostabil realizat cu $\beta E 555$ a cărui ieșire comandă un releu (contact P). Alimentarea întregului montaj se realizează prin intermediul comutatorului K . Atunci când acesta se închide, circuitul primește alimentare. Tensiunea pe condensatorul C fiind la început zero, circuitul basculant intern din $\beta E 555$ este poziționat în starea 1, astfel încât tensiunea de ieșire va fi de aproximativ V^+ . Chiar și după aplicarea alimentării bobina releului rămâne neactivată, contactul P rămânând în continuare deschis.

Tensiunea pe condensatorul C începe să crească de la zero și tinde către V^+ . După un timp τ , tensiunea pe condensatorul C ajunge egală cu $0,66V^+$. Acum schema basculează, tensiunea de ieșire coboară la masă, releul este acționat, iar contactul P se închide.

O asemenea funcționare este asemănătoare cu comportarea releelor electromecanice temporizate termic la închidere.

Dacă se conectează bobina releului între ieșire și masă, se obține o funcționare complementară. Contactul P se închide imediat ce se aplică alimentarea și rămâne închis pe toată durata pentru ca apoi să se redeschidă.

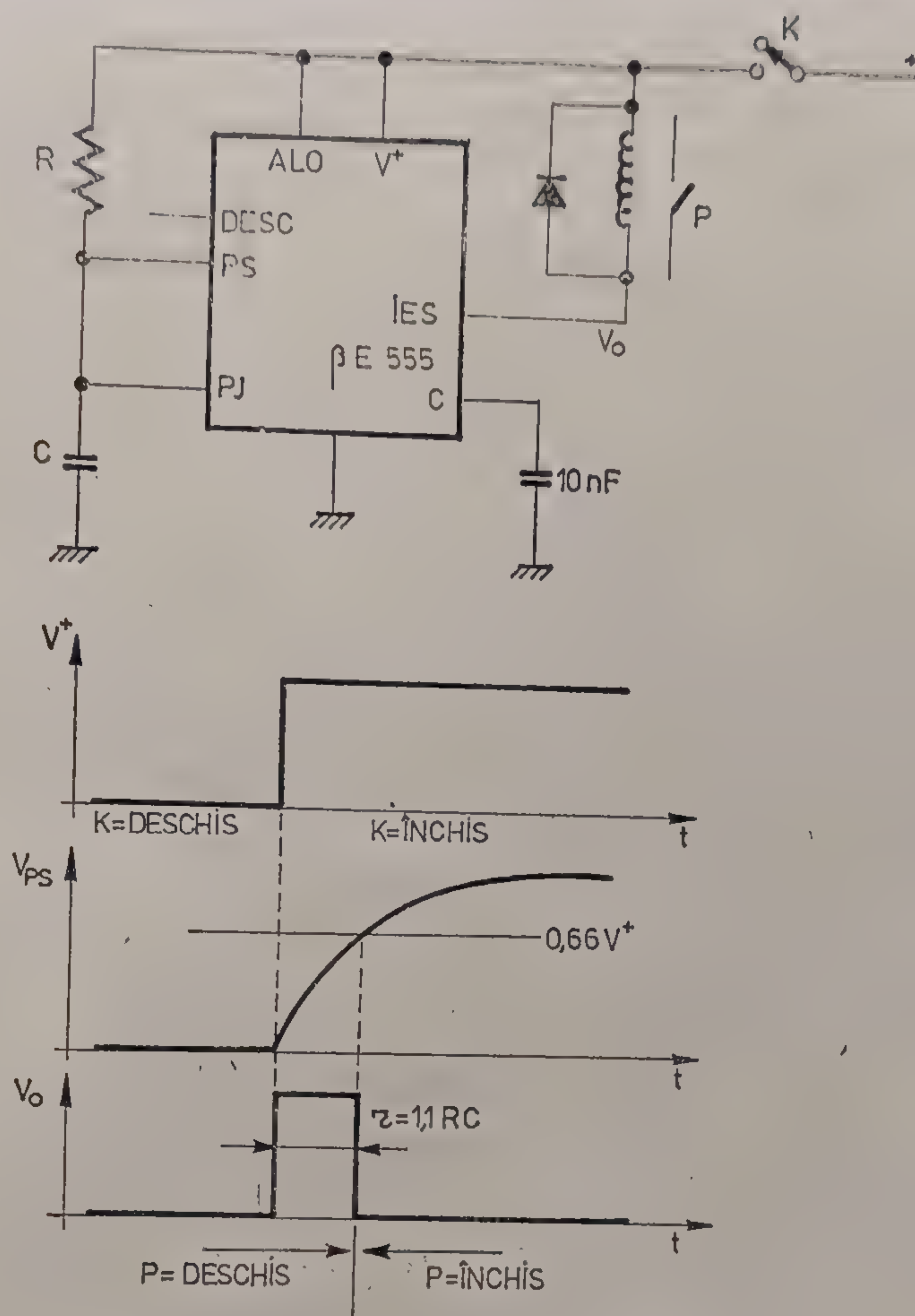


Fig. 1.54. Relu cu întârziere la închidere.

Valoarea duratei τ este dependentă de grupul RC exterior și este dată de relația:

$$\tau = 1,1 RC.$$

1.6.22. Relu acționat momentan la închidere

Modificând schema din figura 1.54 prin inversarea pozițiilor componentelor R și C , se obține un circuit care acționează releul numai pe o durată τ de la închiderea contactului K — vezi figura 1.55.

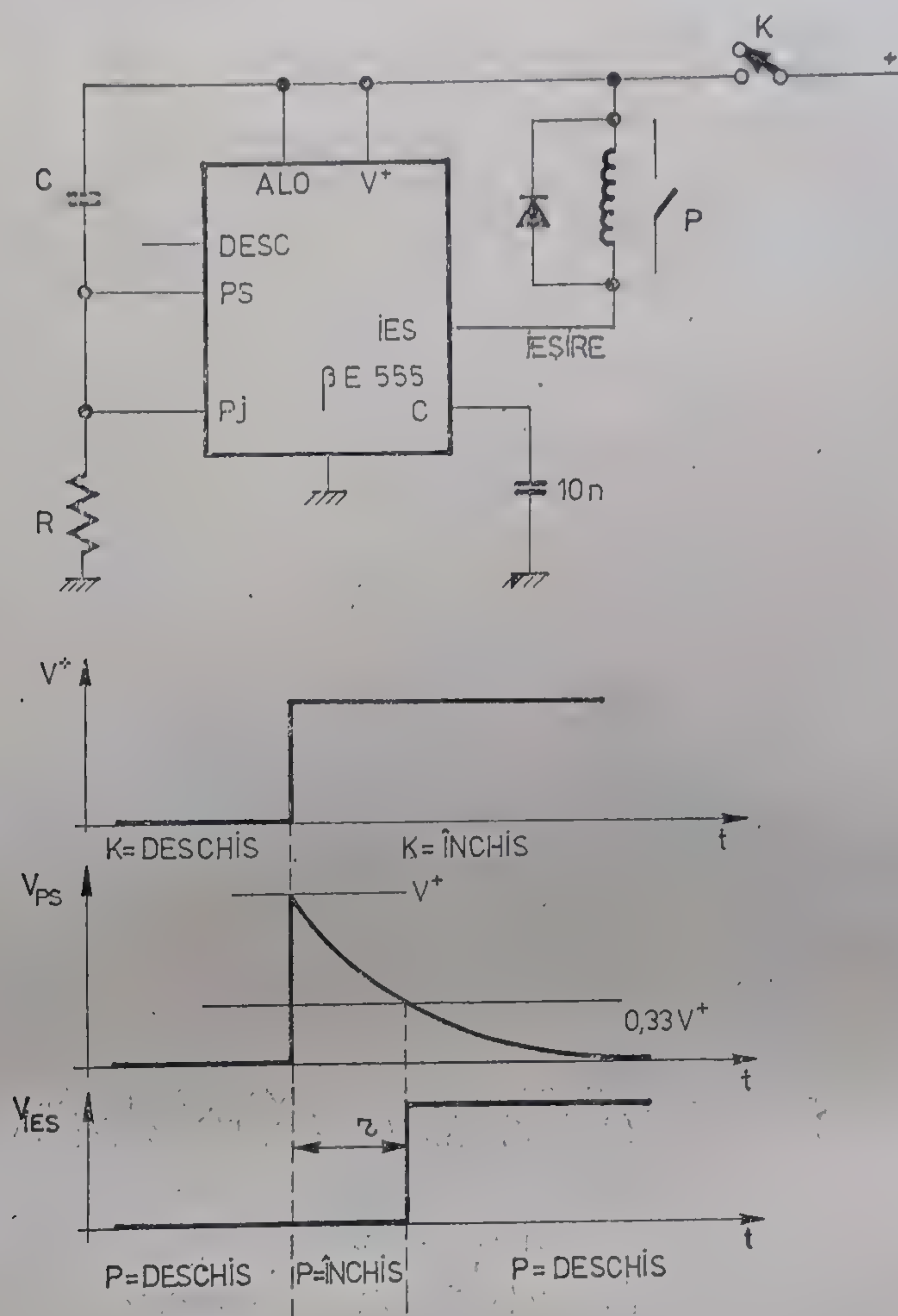


Fig. 1.55. Releu acționat momentan la închidere.

La aplicarea alimentării, condensatorul C este descărcat, tensiunea comparatorului de prag sus este de aproximativ V^+ , circuitul basculant intern din circuitul integrat $\beta E 555$ este poziționat în 0 și astfel tensiunea de ieșire coboară la zero volți. Releul P este acționat imediat și rămâne în această stare pe toată durata în care tensiunea comparatorului de prag jos coboară pînă sub nivelul de $0,33V^+$. În acest moment tensiunea de ieșire comută la 1 logic, dezactivînd bobina releului P . Dacă se conectează bobina releului P între ieșire și masă se obține o funcționare inversă, contactul P rămînînd deschis pe toată durata τ (releu temporizat la închidere). Durata de temporizare este dată de relația:

$$\tau = 1,1 RC$$

1.6.23. Eliminarea efectului de vibrație a contactelor

La acționarea unui releu sau a unui comutator cu contacte pe lame elastice apare un regim de vibrație a contactelor, care încetează mai devreme sau mai târziu, ca apoi să se instaleze adevărata stare staționară de contact închis sau deschis *ferm*.

Combaterea acestui efect se face de obicei prin intercalarea între contactul de comandă și blocul comandat a unui circuit basculant bistabil. Deoarece circuitul βE 555 conține în interior o astfel de celulă de memorie, el poate fi folosit în acest scop. Se beneficiază în plus de o ieșire cu nivel de putere ridicat.

Schema este desenată în figura 1.56. Atunci când contactul K este deschis tensiunea comparatorului de prag jos este la V^+ , circuitul basculant intern din βE 555 fiind anterior poziționat la zero de către un impuls negativ pe intrarea ALO . La închiderea contactului K , chiar dacă el vibrează, prima oscilație aduce circuitul basculant intern în starea 1 și deci și tensiunea de ieșire comută la nivelul logic 1. Următoarele oscilații rămân fără efect asupra tensiunii de ieșire. Chiar dacă contactul K revine la poziția deschis, starea rămâne memorată pînă la aplicarea unui impuls de aducere la zero pe intrarea ALO . Aducerea la zero se poate realiza și prin desfacerea de la masă a terminalului PS și conectarea lui momentană la alimentare.

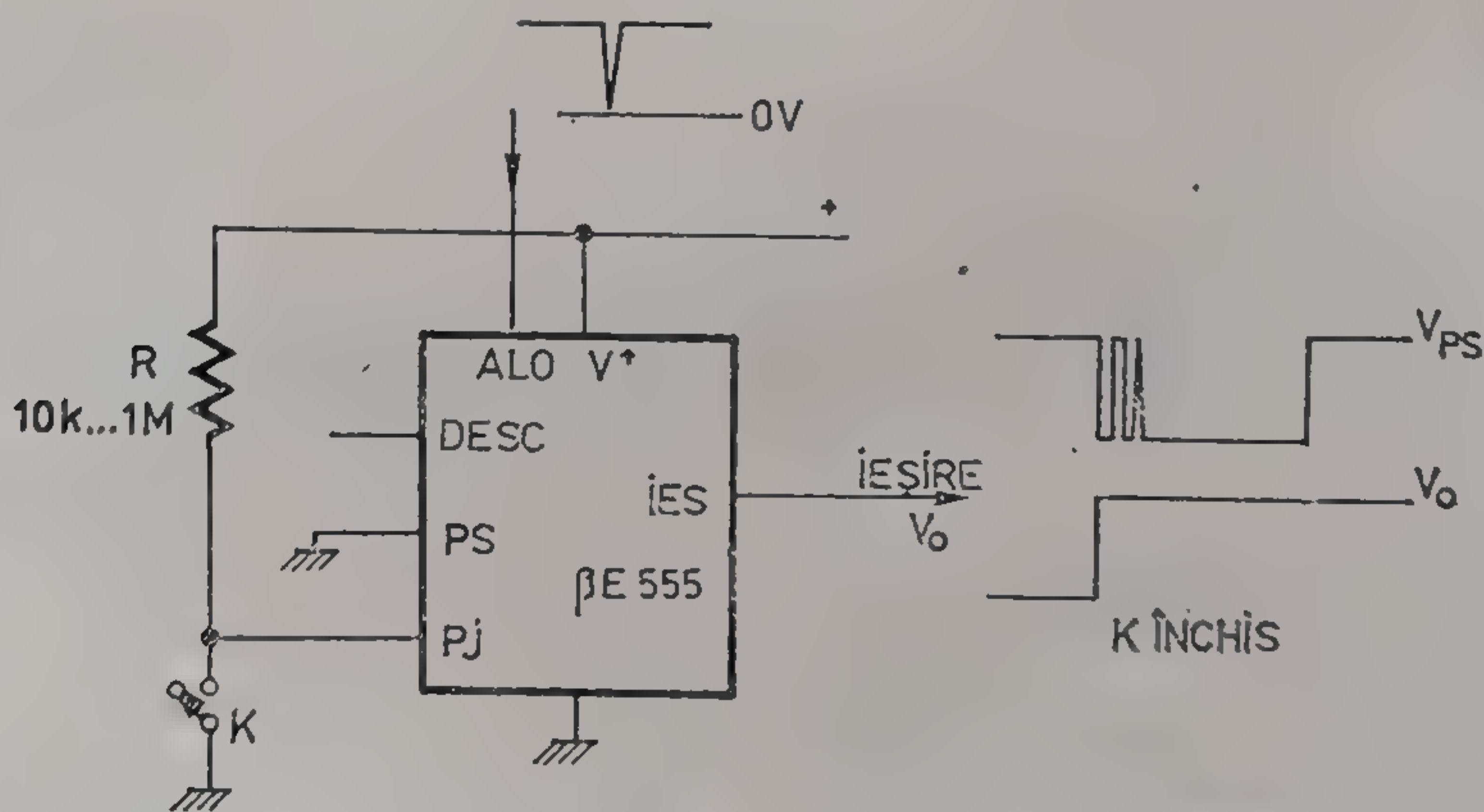


Fig. 1.56. Eliminarea efectului de vibrație a contactelor.

Cunoscând structura logică internă a circuitului βE 555 cu ajutorul celor trei terminale de comandă PS , PJ , ALO se pot realiza diverse scheme de eliminare a vibrației contactelor adaptate direct aplicației dorite.

1.6.24. Convertor de tensiune c.c. — c.c.

Regimul de oscilator dreptunghiular aproape simetric al circuitului βE 555 poate fi folosit pentru a obține conversia unei tensiuni de alimentare de c.c. într-o altă tensiune de alimentare de c.c., de obicei mai mare. Această schemă

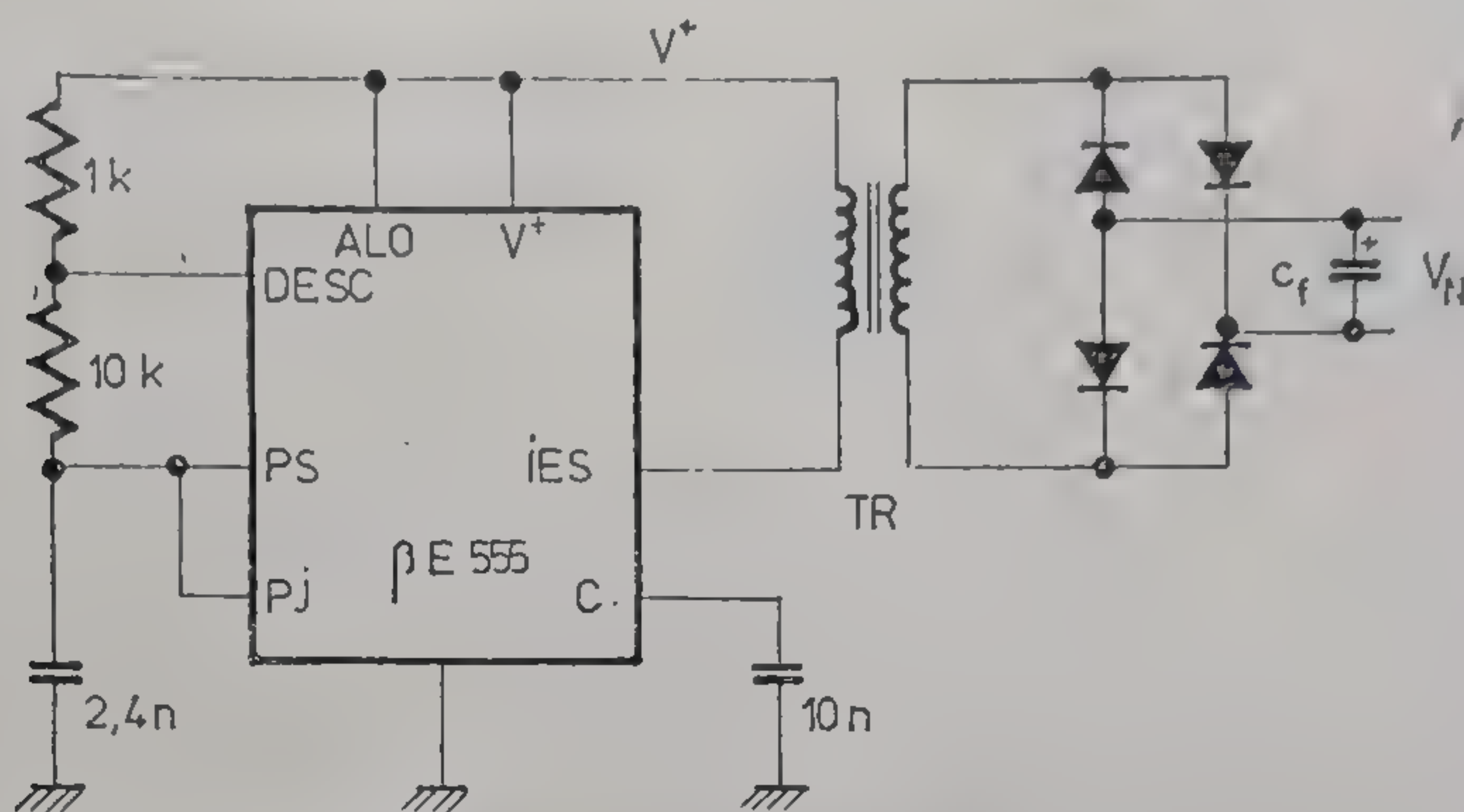


Fig. 1.57. Convertor de tensiune c.c. — c.c.

(vezi figura 1.57) este deseori folosită pentru alimentarea de la un set de baterii a unui aparat ce necesită o tensiune mai mare.

Terminalul *IES* a circuitului $\beta E 555$ lucrează pe primarul unui transformator (de obicei ridicător), *TR*. Tensiunea alternativă din secundar este redresată și filtrată constituind noua tensiune de alimentare.

Puterea obținută în final din această schemă este relativ mare, ținând cont că ieșirea lui $\beta E 555$ suportă circa 200 mA. Prin funcționarea la frecvențe ridicate (circa 20 kHz) se reduce puternic gabaritul transformatorului *TR* și al condensatorului de filtrație *C*. În acest caz, miezul transformatorului *TR* se execută din ferită sau permalloy.

Se remarcă că tensiunea nou obținută este izolată galvanic de cea de intrare. Deci, circuitul poate fi utilizat și acolo unde se dorește obținerea unei tensiuni de alimentare de polaritate opusă cu cea disponibilă.

1.6.25. Convertor capacitiv de tensiune pozitivă în tensiune negativă

O soluție simplă și puțin pretențioasă este prezentată în schema din figura 1.58. Cu această schemă se generează o tensiune negativă dintr-o tensiune de alimentare pozitivă, dar tensiunea de ieșire este nestabilizată față de sarcină și are ondulații relativ mari în cazul în care se conectează sarcini importante.

Această schemă este recomandată pentru curenți de sarcină de ordinul miliamperilor.

Cuplînd capacitiv ieșirea unui oscilator dreptunghiular construit cu $\beta E 555$ se poate obține prin redresare (diodele D_1 , D_2) o tensiune negativă față de masă. Tensiunea negativă din ieșire urmărește liniar tensiunea de alimentare V^+ , dar mărimea ei este cu circa 3 V mai mică decît V^+ . Aplicînd

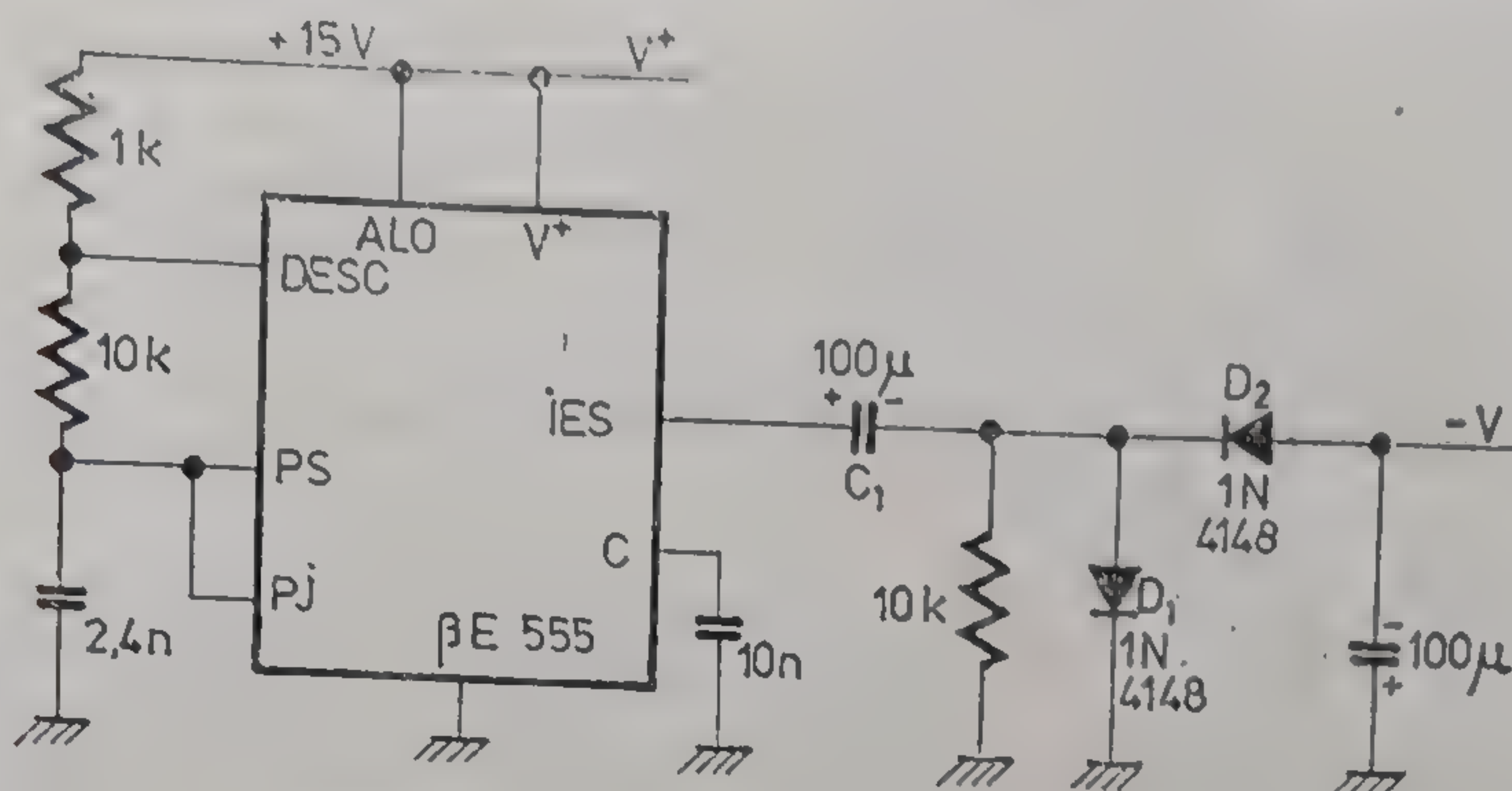


Fig. 1.58. Convertor de tensiune pozitivă într-o tensiune negativă.

o sarcină de circa $500\ \Omega$, apare o scădere a tensiunii de ieșire de circa 10% față de valoarea care se obține în gol.

Acest circuit are avantajul că poate genera suplimentar un semnal de tact spre a fi utilizat mai departe.

1.6.26. Obținerea unei tensiuni de alimentare negative, stabilizată, dintr-o tensiune de alimentare pozitivă

Multe circuite au nevoie de o tensiune de alimentare negativă în afară de cea pozitivă. Dacă majoritatea circuitelor dintr-o schemă impun însă o singură tensiune de alimentare pozitivă față de masă, de exemplu $+5\text{ V}$, apariția unei noi tensiuni de alimentare negative complică de obicei transformatorul de alimentare.

Utilizarea unui convertor de tensiune c.c. — c.c. este în acest caz o soluție economică. Dacă convertorul este mic, el poate fi instalat direct pe placa de cablaj imprimat ce necesită tensiunea negativă; în acest mod întreaga placă poate fi alimentată numai dintr-o singură sursă de alimentare. Circuitul prezentat mai departe reprezintă un convertor c.c. — c.c., care generează o tensiune negativă stabilizată dintr-o tensiune pozitivă — figura 1.59.

Schema utilizează un circuit $\beta E 555$ ca generator de impulsuri cu factor de umplere reglabil care comandă tranzistorul de comutație Q_1 . Tranzistorul Q_1 acționează inductanța L de la bornele căreia se va culege tensiunea negativă dorită. Bucla de reglaj construită din tranzistorul Q_2 , controlează factorul de umplere al oscilatorului în funcție de sarcina cuplată pe alimentarea negativă, realizând astfel o stabilizare a tensiunii generate în raport cu sarcina.

Când tranzistorul Q_1 se blochează, în inductanța L și capacitatea parazită proprie acestei bobine începe un proces oscilant rapid. Tensiunea de pe bornele bobinei crește după o lege sinusoidală până la o valoare maximă ca apoi să scadă, să treacă prin zero și să ajungă în domeniul tensiunilor negative.

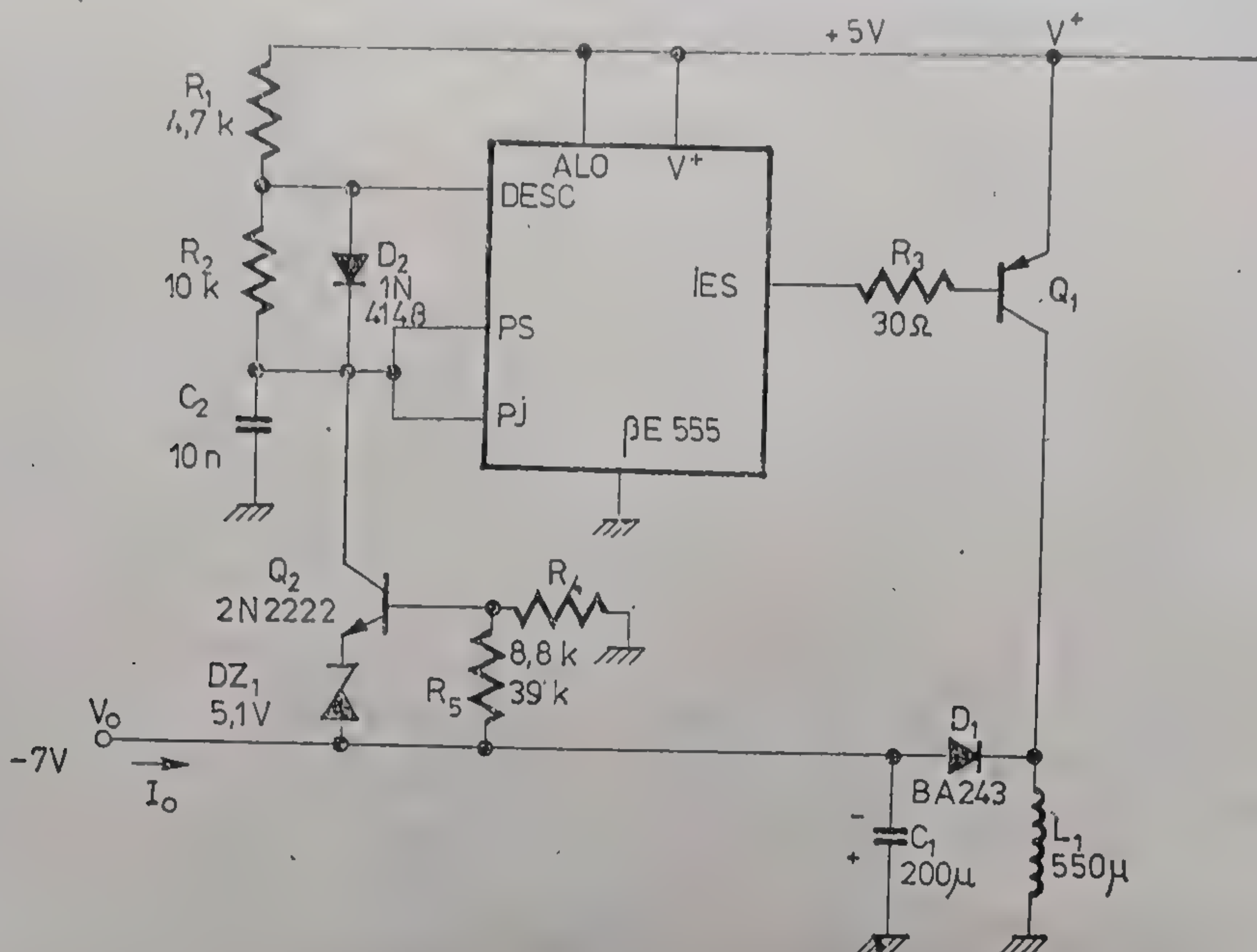


Fig. 1.59. Convertor c.c. — c.c. (din +5 V în -7 V, 200 mA).

Dioda D_1 se polarizează direct, cuplînd în paralel pe bobină condensatorul de filtraj C_1 . Energia immagazinată în inductanța L trece în condensatorul de filtraj C_1 . În momentul în care tranzistorul Q_1 se deschide din nou, tensiunea de la bornele bobinei revine la polaritatea inițială, dioda D_1 se blochează și condensatorul de filtraj se descarcă pe sarcină.

Tensiunea de ieșire a acestei scheme poate fi controlată prin modificarea factorului de umplere al generatorului de impulsuri. Această funcție este realizată de tranzistorul Q_2 care compară o fracțiune din tensiunea negativă de pe condensatorul de filtraj C_1 cu tensiunea diodei Zener, DZ_1 .

Curentul ce curge prin tranzistorul Q_2 descarcă condensatorul C_2 , modificînd corespunzător factorul de umplere al oscilației pentru a menține constantă tensiunea de pe condensatorul de filtraj. Schema de reglare a factorului de umplere al oscilatorului a fost descrisă în paragraful 1.6.5.

Pentru circuitul din figura 1.59 la o alimentare de +5 V și un curent de sarcină de 200 mA eficiența de transformare este de aproximativ 60%, coeficientul de stabilizare cu sarcina este de 1%, iar coeficientul de stabilizare cu alimentarea este de circa 30 dB.

• Observații

(1) Tensiunea de ieșire are o undulație, pe deplin previzibilă din calcul și posibil de diminuat prin mărirea condensatorului de filtraj C_1 . În afară de această undulație apar însă și vîrfuri foarte scurte datorate timpului finit de comutare al diodei de redresare și a răspunsului condensatorului de filtraj

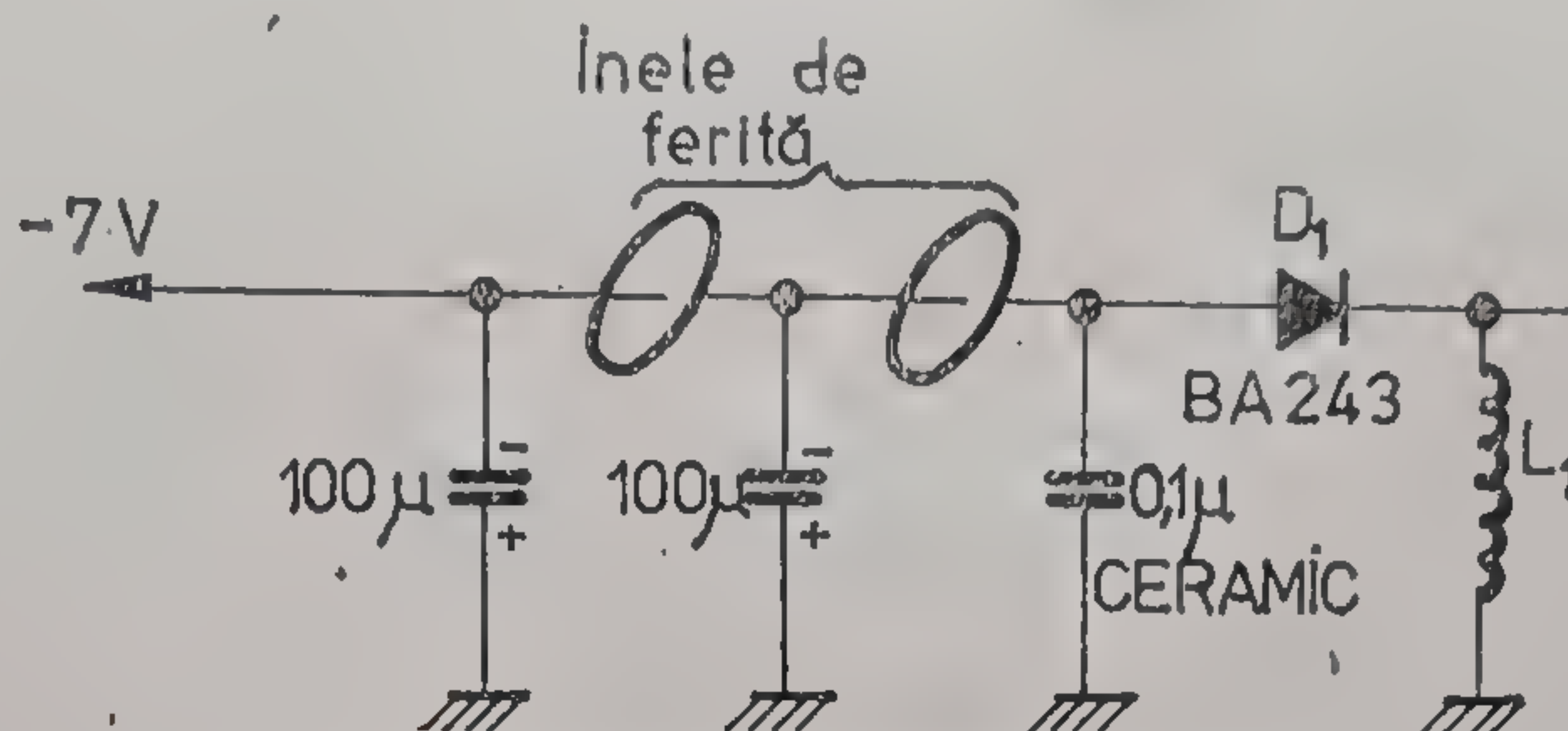


Fig. 1.60. Eliminarea pulsurilor rapide din ieșire.

la aceste pulsuri scurte. Rețeaua de filtraj reprezentată în figura 1.60 reduce puternic aceste pulsuri.

(2) O măsură de precauție îndreptătită constă în introducerea în schemele de alimentare a unor protecții la supracurent, eventual la scurtcircuit. O realizare foarte simplă a unei astfel de protecții este dată în figura 1.61. Curentul

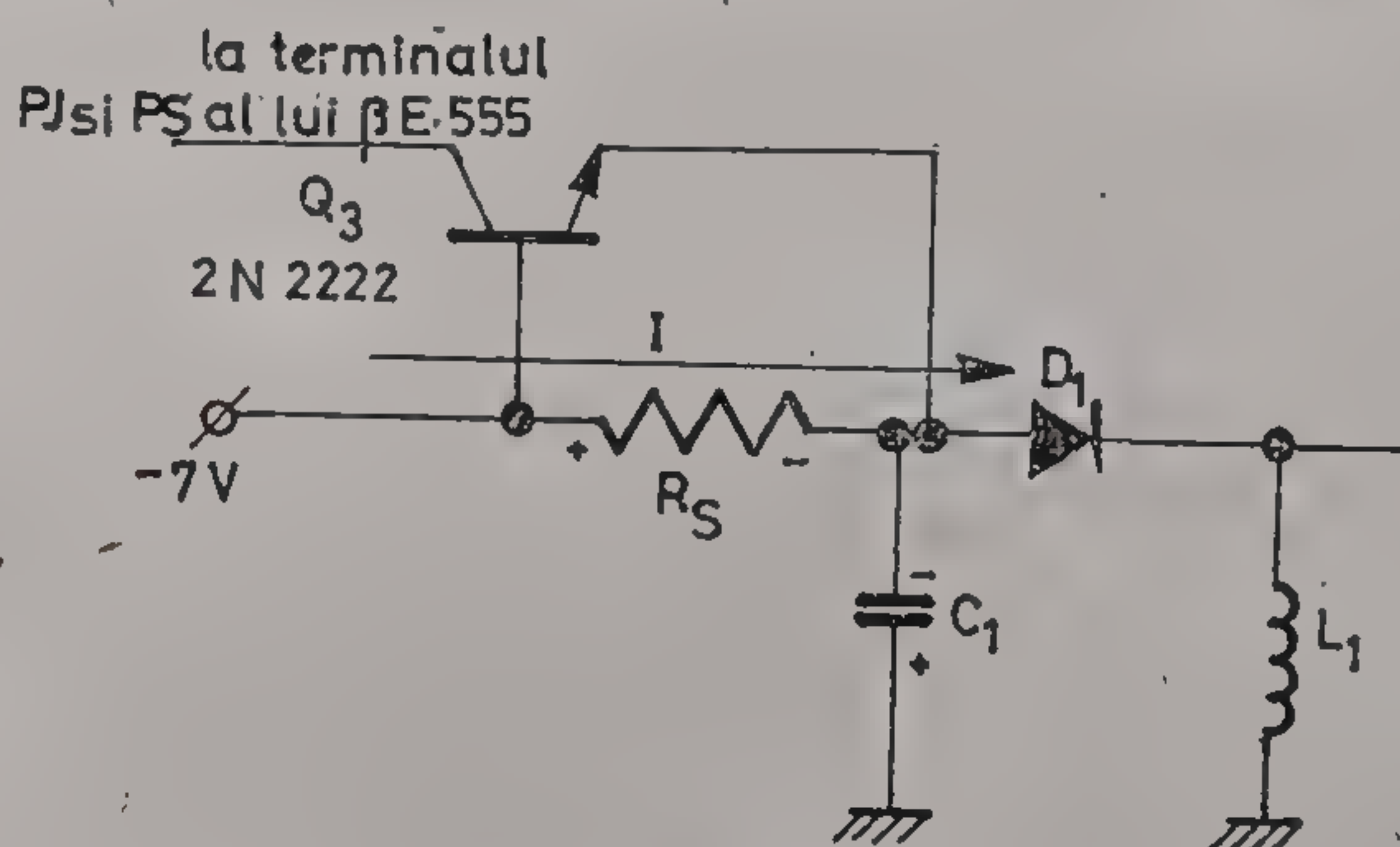


Fig. 1.61. Protecția la scurtcircuit.

de sarcină I trecând prin rezistența de șunt R_S , deschide tranzistorul Q_3 dacă căderea de tensiune pe R_S ajunge egală cu tensiunea bază-emitor de conducție a lui Q_3 .

Considerînd $V_{BEQ_3} \approx 0,65 \text{ V}$, rezultă valoarea curentului de ieșire la care protecția intră în funcțiune:

$$I_{sc} = \frac{0,65 \text{ V}}{R_S}$$

Tranzistorul Q_3 deschizîndu-se, oprește funcționarea oscilatorului $\beta E 555$.

(3) Dacă se dorește o oprire comandată electric de un semnal logic, se poate folosi schema din figura 1.62. Saturația tranzistorului Q_3 conduce la oprirea oscilatorului $\beta E 555$ și deci la căderea în 0 a tensiunii negative de la ieșire.

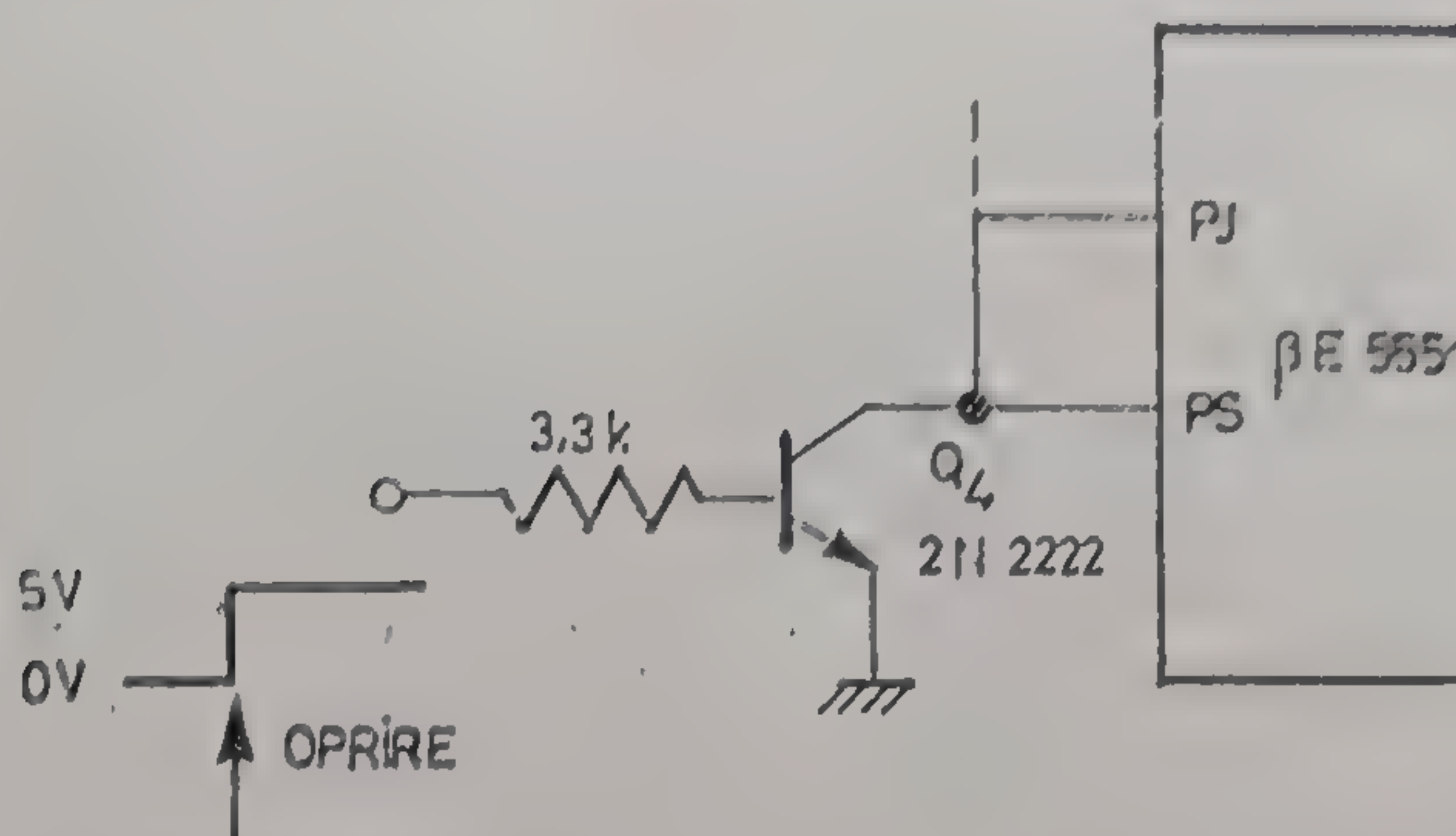


Fig. 1.62. Oprirea comandată a convertorului c.c. — c.c. din figura 1.59.

● Ecuațiile de funcționare ale circuitului din figura 1.59
Pentru inductanța L se poate scrie:

$$v = L \frac{di}{dt} \approx L \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

Când tranzistorul Q_1 este deschis (pe o durată t_{on}) curentul mediu prin bobină este:

$$\bar{I}_{1L} = \frac{V^+ - V_{CE sat 1}}{L} t_{on} \quad (1)$$

În intervalul de timp în care tranzistorului Q_1 este blocat (t_{off}) curentul mediu prin bobină va fi:

$$\bar{I}_{2L} = \frac{|V_o| - V_{D1}}{L} t_{off} \quad (2)$$

unde V_{D1} este căderea de tensiune directă pe dioda D_1 .

Deoarece energia căpătată de inductanță pe durata t_{on} trebuie să fie egală cu energia cedată condensatorului de filtraj C_1 și sarcinii pe durata t_{off} , vom avea următoarea egalitate:

$$\bar{I}_{1L} = \bar{I}_{2L}$$

Așadar:

$$\frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{|V_o| - V_{D1}}{V^+ - V_{CE sat 1}} \quad (3)$$

Îndreptîndu-ne atenția asupra încărcării și descărcării condensatorului de filtraj C_1 se poate calcula curentul mediu I_{C1} cu care este încărcat în timpul t_{off}

$$I = C_1 \frac{dv}{dt} \approx C_1 \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (4)$$

$$\bar{I}_{C1} = C_1 \frac{\Delta V_o}{t_{off}}$$

unde ΔV_o este amplitudinea undulației tensiunii de ieșire. Această undulație apare datorită descărcării condensatorului C_1 sub acțiunea curentului de sarcină, I_o , pe durata t_{on} . Deci:

$$\Delta V_{co} = \frac{I_o}{C_1} t_{on} \quad (5)$$

Introducând (5) în relația (4), rezultă:

$$\bar{I}_{c1} = \frac{t_{on}}{t_{off}} I_o. \quad (6)$$

Ținând cont și de relația (3), se obține:

$$\bar{I}_{c1} = \frac{V_o - V_{D1}}{V^+ - V_{CE sat1}} I_o. \quad (7)$$

În timpul în care tranzistorul Q_1 este blocat, curentul prin bobină trebuie să suporte curentul de reîncărcare al condensatorului C_1 și curentul de sarcină:

$$\bar{I}_{2L} = I_o + \bar{I}_{c1} \quad (8)$$

Această ecuație se poate rescrie înlocuind pentru I_{2L} și I_{c1} valorile din (2) și respectiv (7):

$$\frac{|V_o| - V_{D1}}{L} t_{off} = I_o + \frac{|V_o| - V_{D1}}{V^+ - V_{CE sat1}} I_o.$$

Deci:

$$t_{on} = L \times I_o \times \frac{(V^+ - V_{CE sat1}) + (|V_o| - V_{D1})}{(V^+ - V_{CE sat1})(|V_o| - V_{D1})} \quad (9)$$

• *Exemplu de proiectare*

Date inițiale: $L = 500 \mu\text{H}$, $|V_o| = 7 \text{ V}$, $\Delta V_o = 100 \text{ mV}$, $I_o = 200 \text{ mA}$, $V_{D1} = 0,7 \text{ V}$, $V_{CE sat1} = 1 \text{ V}$, $V^+ = 5 \text{ V}$.

Din relațiile (9), (3) și (5) rezultă în ordine:

$$t_{off} = 550 \times 10^{-6} \times 200 \times 10^{-3} \frac{(5 - 1) + (7 - 0,7)}{(5 - 1)(7 - 0,7)} \text{ s} = 45 \mu\text{s};$$

$$t_{on} = \frac{7 - 0,7}{5 - 1} \times 45 \mu\text{s} = 70,9 \mu\text{s};$$

$$C_1 = \frac{200 \times 10^{-3}}{0,1} \times 70,9 \times 10^{-6} \text{ F} = 142 \mu\text{F}.$$

Avînd calculate aceste mărimi, se poate trece la dimensionarea elementelor de temporizare ale circuitului $\beta E 555$. Presupunem utilizarea unui condensator de temporizare de $C_2 = 10 \text{ nF}$.

Intervalul de timp în care ieșirea circuitului stă în 1 este:

$$t_{off} = -R_1 C_2 \ln \frac{3V_{D2} - V^+}{3V_{D2} - 2V^+}$$

unde V_{D2} este căderea de tensiune directă pe dioda D_2 ($V_{D2} \approx 0,6$ V).
Rezultă:

$$R_1 = \frac{45 \times 10^{-6}}{10^{-8} \times \ln \frac{1,8 - 5}{1,8 - 10}} \Omega = 4,78 \text{ k}\Omega.$$

Intervalul de timp în care ieșirea circuitului stă în 0 este

$$t_{on} = 0,692 R_2 C_2,$$

deci:

$$R_2 = \frac{70,9 \times 10^{-6}}{0,693 \times 10^{-8}} = 10,2 \text{ k}\Omega.$$

Tranzistorul de comutare Q_1 trebuie să stea saturat atunci când prin el circulă curentul I_{1L} și când ieșirea lui $\beta E 555$ este în 0.

$$\bar{I}_{1L} = 0,6 \text{ A} = I_{C \text{ sat1}}$$

$$I_{B \text{ sat1}} = \frac{V^+ - V_{0555} - V_{BE \text{ sat}}}{R_3} = \frac{I_{C \text{ sat1}}}{h_{21E1}} \times S$$

unde: $V_{0555} = 1$ V este tensiunea de ieșire a circuitului pentru 0;

$V_{BE \text{ sat}} = 1,2$ V — tensiunea bază-emitor maximă a tranzistorului Q_1 ;

$h_{21E} = 20$ — câștigul minim în curent al tranzistorului Q_1 ;

$S = 3$ — factor de supracomandă a saturației

Rezultă:

$$R_3 = \frac{5 - 1 - 1,2}{\frac{0,6}{20} \times 3} \Omega = 31 \Omega.$$

Tranzistorul Q_2 joacă rolul unui comparator de tensiune pentru a stabili tensiunea de ieșire V_o , deci

$$V_o = \frac{R_5}{R_5 + R_4} = V_{BE2} + V_{Z1} \quad (10)$$

unde V_{Z1} este tensiunea diodei de referință D_{Z1} , $V_{Z1} = 5,1$ V.

Pentru o rezistență, $R_5 = 39 \text{ k}\Omega$, din relația (10) rezultă:

$$R = 8,89 \text{ k}\Omega.$$

1.6.27. Tuometru electronic pentru automobile

Circuitul integrat βE 555 (vezi figura 1.63) este conectat într-o schemă de monostabil care generează un impuls de durată fixă și relativ calibrat în amplitudine, atunci când contactul ruptorului trece de la starea deschis, la starea închis.

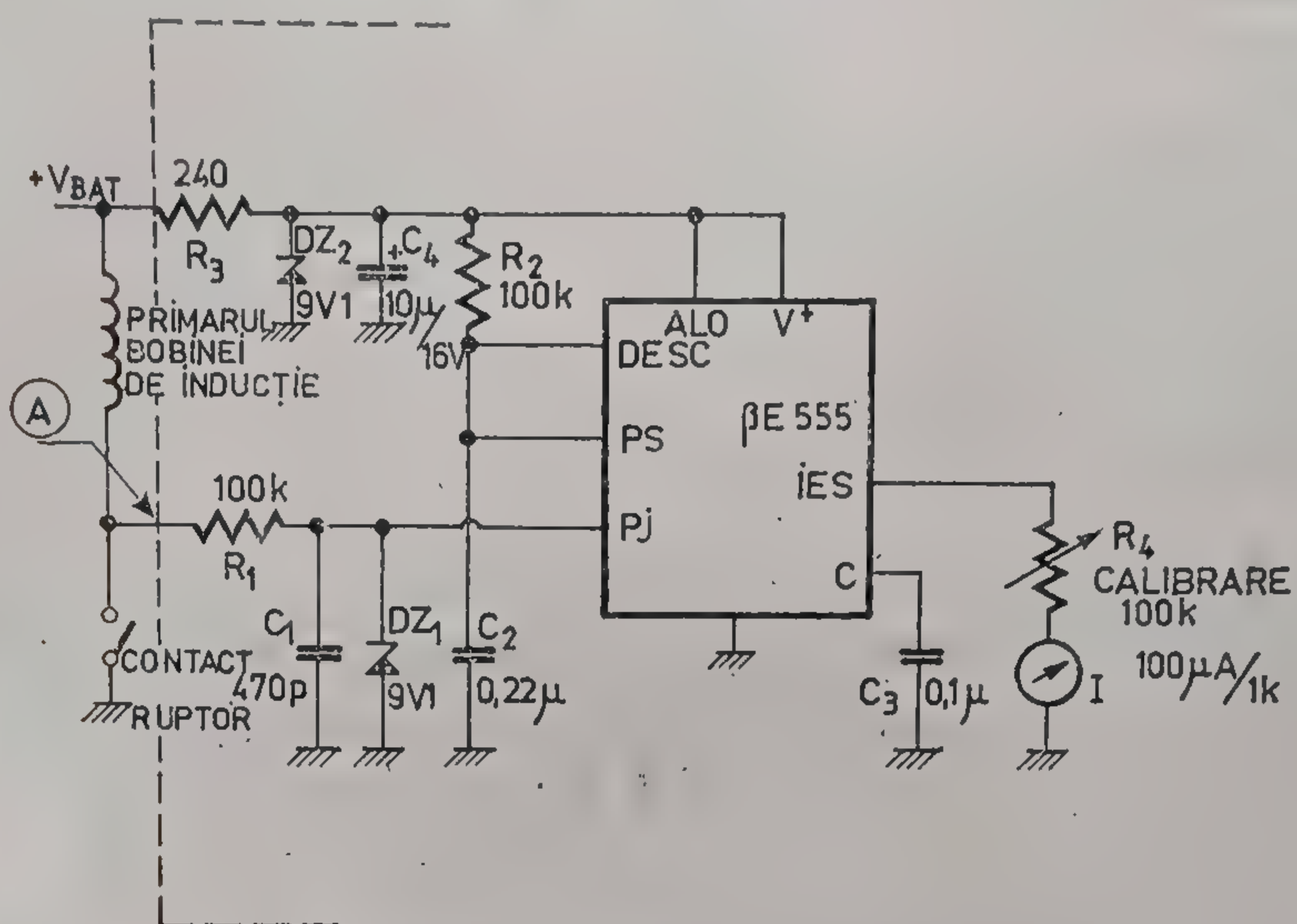


Fig. 1.63. Tuometru electronic pentru autoturisme.

Tensiunea de alimentare propriu-zisă a lui βE 555 este stabilizată de grupul R_3 , DZ_2 și C_3 , astfel încât durata și amplitudinea impulsurilor generate sînt constante chiar dacă frecvența lor variază în limite largi. Valoarea medie a unor astfel de impulsuri este direct proporțională cu frecvența de repetiție, deci cu turația. Rolul de integrator și-l asumă chiar instrumentul de măsură, I , prin inerția sa mecanică.

Semnalul de comandă pentru circuitul integrat βE 555 se culege prin intermediul rețelei R_1 , C_1 , DZ_1 , de la bornele bobinei de inducție a autoturismului. În punctul A tensiunea variază între 0 V și $+V_{BAT}$ în funcție de starea închisă sau deschisă a contactului ruptorului. Atunci când contactul ruptorului merge de la închis către deschis, peste tensiunea nominală $+V_{BAT}$ se suprapune tensiunea de autoinducție cu vîrfuri de pînă la 400 V , într-un regim oscilant amortizat ce durează zeci de microsecunde. Această tensiune oscilantă este puternic amortizată de grupul integrator R_1 , C_1 , iar eventualele vîrfuri de tensiune remanentă sînt retezate de către dioda Zener DZ_1 la $+9,1$ și $-0,7\text{ V}$. Acest sistem de filtraj și limitarea protejează intrarea PJ a lui βE 555.

● Exemplu de proiectare pentru cazul autoturismului DACIA 1300

Datele inițiale sînt: turația maximă — $6\,000\text{ ture/min} = 100\text{ ture/s}$; sensibilitatea instrumentului — $100\text{ }\mu\text{A}/R_4 = 1\text{ k}\Omega$.

La turația maximă acul instrumentului trebuie să devieze pînă la capul scalei, respectiv prin el vor trece $100 \mu A$.

La două rotații complete ale volantului trebuie produsă o scînteie pentru un cilindru. Deci, frecvența maximă a scînteilor pentru un cilindru este egală cu 50 Hz. Deoarece mașina are patru cilindri, frecvența maximă a scînteilor, respectiv a ciclului contactului ruptor, este de 200 Hz, adică o perioadă de 50 ms.

Se recomandă ca durata impulsului generat de βE 555 să fie jumătate din valoarea minimă a perioadei, deci:

$$\tau = 25 \text{ ms.}$$

Deoarece

$$\tau = 1,1 R_2 C_2$$

și luînd pentru C_2 o valoare rezonabilă, de $0,22 \mu F$, rezultă

$$R_2 = 103 \text{ k}\Omega.$$

Pentru această rețea de temporizare, la turația maximă vom obține în ieșirea circuitului βE 555 impulsuri dreptunghiulare cu factorul de umplere 0,5 și de amplitudine egală cu:

$$V_{Z2} - 2V_{BE} \simeq 9,1 - 1,2 = 7,9 \text{ V.}$$

Acum se poate dimensiona rezistența de calibrare R_4 , cunoscînd sensibilitatea instrumentului folosit și rezistența lui internă:

$$R_4 = \frac{V_{Z2} - 2V_{BE}}{I_{\max}} - 1 \text{ k}\Omega = \frac{7,9}{0,1} - 1 \text{ k}\Omega = 78 \text{ k}\Omega.$$

Din cauza toleranțelor componentelor folosite (R_2 , C_2 , V_{Z2}) valoarea rezistenței R_4 trebuie ajustată. În acest scop se poate utiliza un potențiometrul semireglabil de $100 \text{ k}\Omega$.

Calibrarea unui astfel de montaj, în lipsa unor aparate de măsură mai pretențioase, se poate face conectînd la intrarea A secundarul unui transformator de sonerie de circa $7 V_{ef}$. Alimentînd transformatorul de sonerie din rețea (50 Hz) se va regla potențiometrul de calibrare R_4 pînă cînd instrumentul va avea o deviație de 25% din întreaga scală.

1.6.28. Oscilator audio

Printr-un transformator de adaptare se poate cupla la ieșirea unui oscilator echipat cu βE 555 un difuzor (vezi fig. 1.64). Această schemă poate fi folosită pentru diverse alarme în echipamentele instalate în încăperi. Dacă în loc de difuzor se conectează o capsulă telefonică de impedanță ridicată, putem renunța la transformatorul de cuplaj. La o tensiune de alimentare de $5 V$ se poate

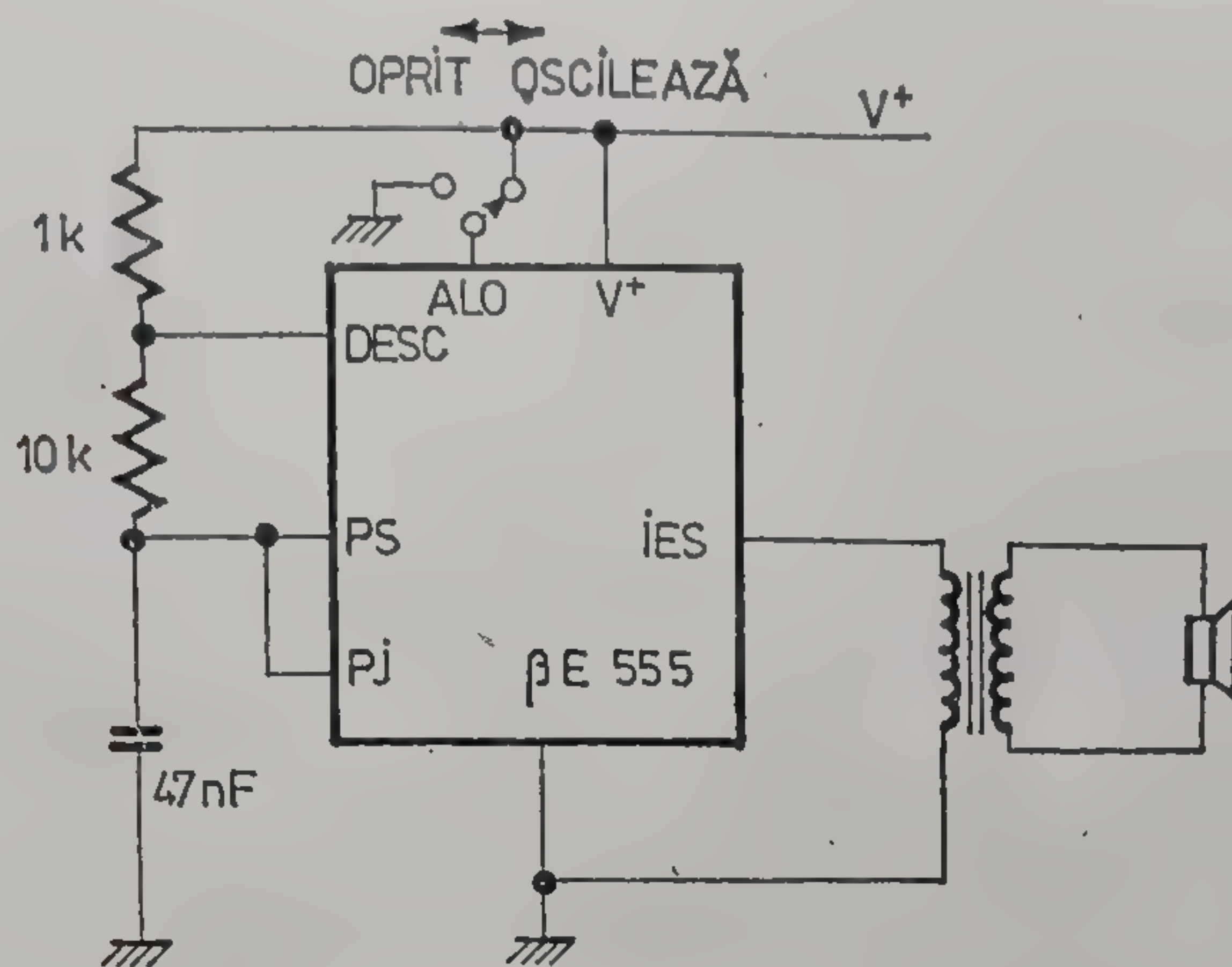


Fig. 1.64. Oscilator audio.

cupla în direct un difuzor de $70\ \Omega$. Oscilația poate fi controlată *on/off* cu ajutorul terminalului *ALO*.

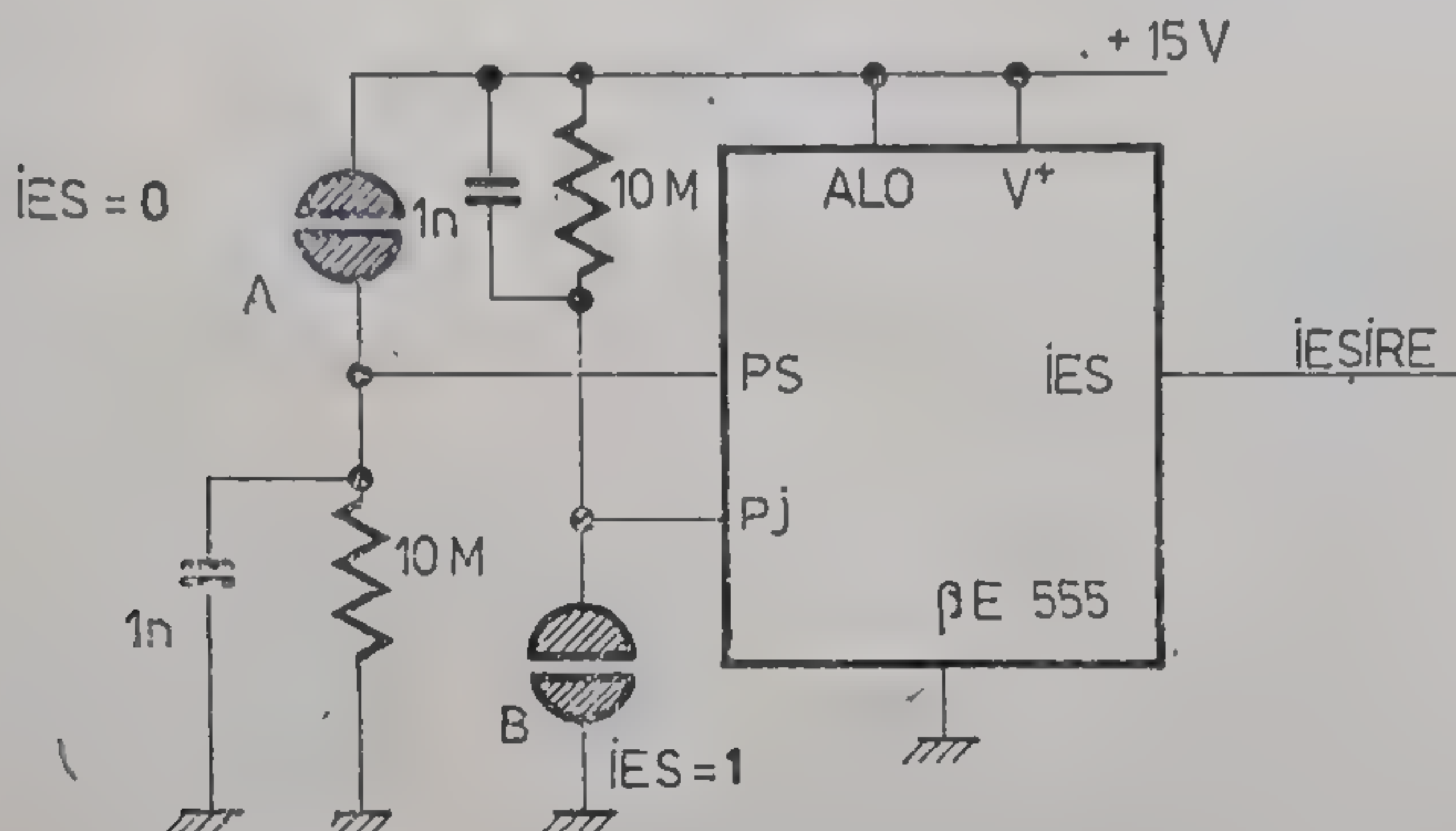
1.6.29. Buton senzorial

Circuitul basculant din $\beta E\ 555$ poate fi acționat prin cele două intrări, *PJ* și *PS*. Dacă tensiunea terminalului *PJ* este mai mică decât $0,33\ V^+$ atunci circuitul basculant va fi pus la 1 (ieșirea *IES* va fi adusă tot la 1). Când tensiunea terminalului *PS* este mai mare decât $0,66\ V^+$, atunci circuitul basculant este repositionat în 0 (ieșirea *IES* va fi adusă la 0). Aceste două intrări sînt de impedanță mare, respectiv curentul de declanșare necesar lor este de maximum $900\ nA$ pentru *PJ* și maximum $200\ nA$ pentru *PS*. De aceea, ele pot fi acționate prin simpla atingere cu degetul a zonelor de senzori din figura 1.65.

Construind zonele de sesizare cu un canal de circa $1\ mm$, la atingerea cu degetul, între contacte, apare o rezistență de maximum $100\ k\Omega$. Valoarea de $100\ k\Omega$ este suficientă pentru ca împreună cu rezistența de $10\ M\Omega$ să modifice potențialul lui *PS* sau *PJ*, corespunzător acționării circuitului basculant intern.

Atingînd *B* tensiunea terminalului *IES*, crește la 1 și rămîne în această stare chiar dacă se ia degetul de pe contacte. Terminalul *IES* cade la 0 la atingerea momentană a zonei de sesizare *A*.

În acel mod se construiesc butoane care nu includ nici o piesă mecanică în mișcare, fiabilitatea acestora crescînd pînă la nivelul duratei de funcționare a circuitului integrat. Butonul nu are practic uzură. Curenții extrem de mici care circulă prin contacte sînt total nepericuloși pentru securitatea operatorului. Condensatorul de $1\ nF$ filtrează semnalele parazite scurte ce eventual ar acționa schema, mai ales în spații industriale (de multe ori poate să lipsească).

Fig. 1.65, Buton senzorial cu $\beta E 555$.

1.6.30. Monostabil senzorial

Folosind aceeași idee de comandă senzorială numai pentru terminalul „PRAG JOS” (PJ) și conectînd la PS și $DESC$ o rețea de temporizare R_2C_1 (figura 1.66) se obține un monostabil care poate fi declanșat prin simpla

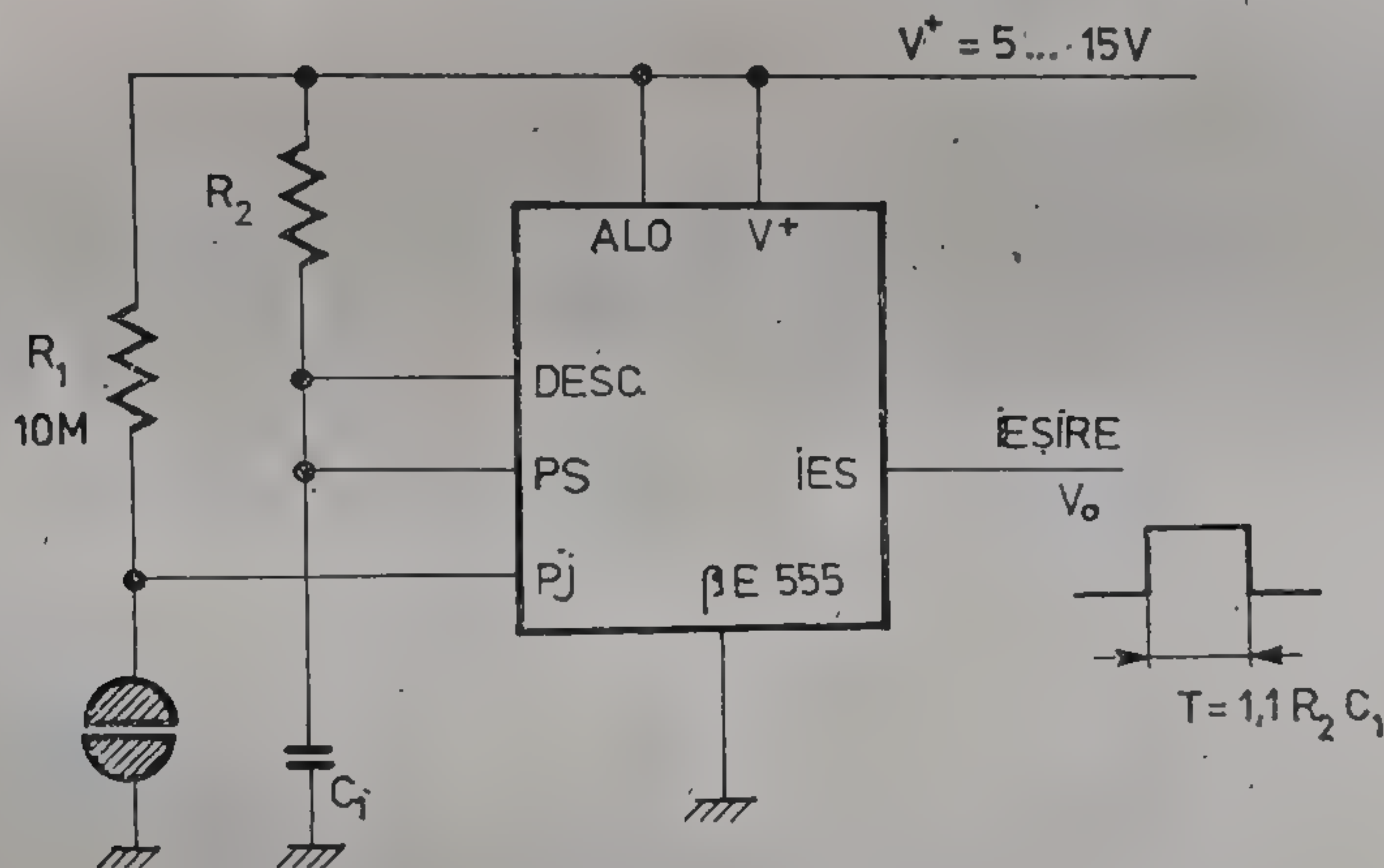


Fig. 1.66, Monostabil declanșat prin simplă atingere.

atingere a unui contact senzorial de tipul celui descris pentru circuitul din figura 1.65,

1.6.31. Închiderea automată — la terminarea programului — a unui receptor TI

Ideea pe care se bazează această aplicație constă în utilizarea semnalului de comandă dat de blocul de reglaj automat al sensibilității (RAS) pentru a pune în evidență terminarea programului. După cum se știe, în fie-

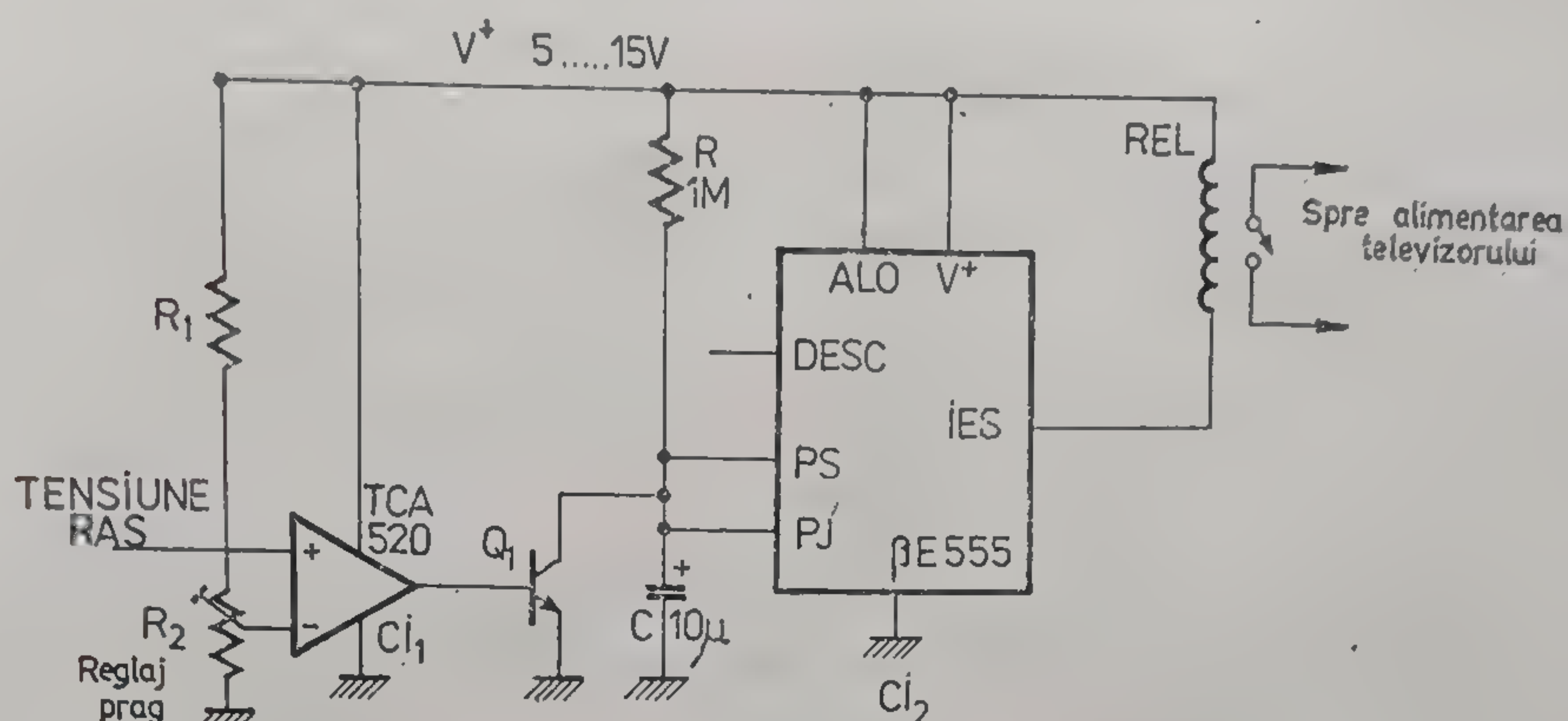


Fig. 1.67. Închiderea automată a televizorului la terminarea programului.

care receptor *TV* există un sistem de reglare automată a sensibilității care are rolul de a compensa variațiile semnalului de intrare, astfel încât ele să nu afecteze calitatea imaginii; această compensare se realizează prin modificarea câștigului amplificatorului de *FI* și a câștigului amplificatorului de radio-frecvență. Pentru a fixa ideile vom presupune că blocul *RAS* generează o tensiune de comandă de c.c. proporțională cu mărimea purtătoarei.

Comparând tensiunea de *RAS* cu o tensiune de referință aleasă între valoarea de semnal nul și cea de semnal rezonabil, putem genera un semnal logic de acționare a tranzistorului Q_1 . Tranzistorul Q_1 va fi saturat în condițiile prezenței unei purtătoare ce dă o imagine bună. El se va bloca dacă postul își încetează emisiunea.

Absența purtătoarei nu indică însă întotdeauna sfârșitul unui program. De exemplu, la comutarea canalelor există momente în care purtătoarea lipsește sau la re acordarea receptorului pe un alt canal tensiunea *RAS* variază în mod neprevăzut.

Pentru a nu întrerupe alimentarea televizorului și în aceste cazuri este necesar să se aștepte un anumit timp înainte de a se deconecta rețeaua.

Privind schema din figura 1.67 se remarcă că atunci când tensiunea de *RAS* dispăre, tranzistorul Q_1 se blochează și circuitul integrat $\beta E 555$ își începe ciclul de temporizare. Tensiunea lui de ieșire rămâne la 1 încă un interval de timp din momentul dispariției tensiunii *RAS*.

Dacă totuși tensiunea *RAS* rămâne coborâtă (încetarea emisiiei) și după acest timp (circa 11 s) tensiunea de ieșire a circuitului integrat $\beta E 555$ coboară atrăgând anclanșarea releului *REL*. Releul *REL* va asigura deconectarea de la rețea a televizorului. Modul concret de realizare a schemei de alimentare nu a mai fost desenat în figură, deoarece acesta depinde de tipul contactelor releului folosit, de tipul sistemului oprit/pornit al televizorului în cauză și de modul în care se prevede repornirea televizorului. Pentru această schemă se poate folosi atât o tensiune auxiliară de alimentare, cât și o tensiune derivată din însăși schema televizorului.

1.6.32. Temporizator pentru mașina de spălat rufe

Durata de agitare a rufelor într-o mașină de spălat trebuie să fie dependentă de tipul țesăturii pentru a obține o curățire bună și economică.

Circuitul integrat βE 555 poate fi folosit pentru a controla această durată — vezi figura 1.68.

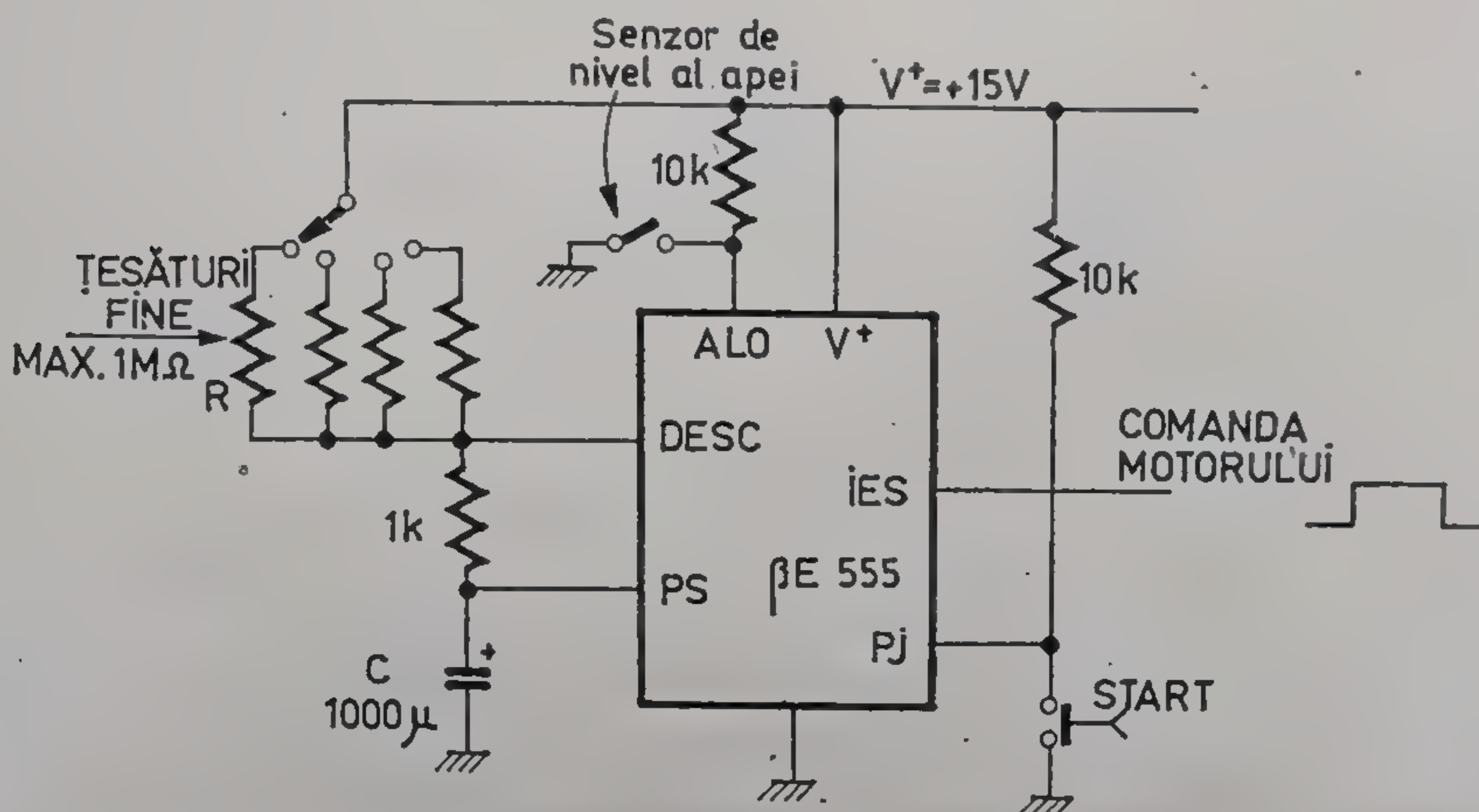


Fig. 1.68: Temporizator pentru mașina de spălat rufe.

Schema realizează o configurație tipică de monostabil. Apăsarea momentană pe butonul *START* declanșează temporizarea, aducând tensiunea de ieșire în starea 1 dacă contactul senzorului de nivel al apei este deschis (în bazin există apă suficientă). Dacă în timpul intervalului de temporizare senzorul de nivel detectează lipsa apei se comandă oprirea motorului.

Temporizarea depinde de valorile componentelor *RC* conectate în exterior. Deoarece precizia nu este un element esențial, se pot folosi în acest caz condensatoare electrolitice de valoare mare pentru a obține durate lungi.

La un condensator de $1\,000\,\mu\text{F}$ și o rezistență de $1\,\text{M}\Omega$ durata este de aproximativ 15 minute. Durata spălării este selectată în funcție de calitatea țesăturii și starea de curățenie a ei, prin comutarea diferitelor rezistențe din circuitul extern de temporizare.

1.6.33. Detector de viteză limită

În figura 1.69 este prezentată o schemă a cărei ieșire (V_{O2}) cade la zero dacă frecvența impulsurilor primite pe intrare depășește o valoare prestabilită. Dacă frecvența impulsurilor de intrare se află sub acest prag tensiunea de ieșire rămâne stabil în 1.

Impulsurile primite trebuie să fie scurte și prezentate în logică negativă. Acestea declanșează cicluri periodice de temporizare în βE 555 ① dictate

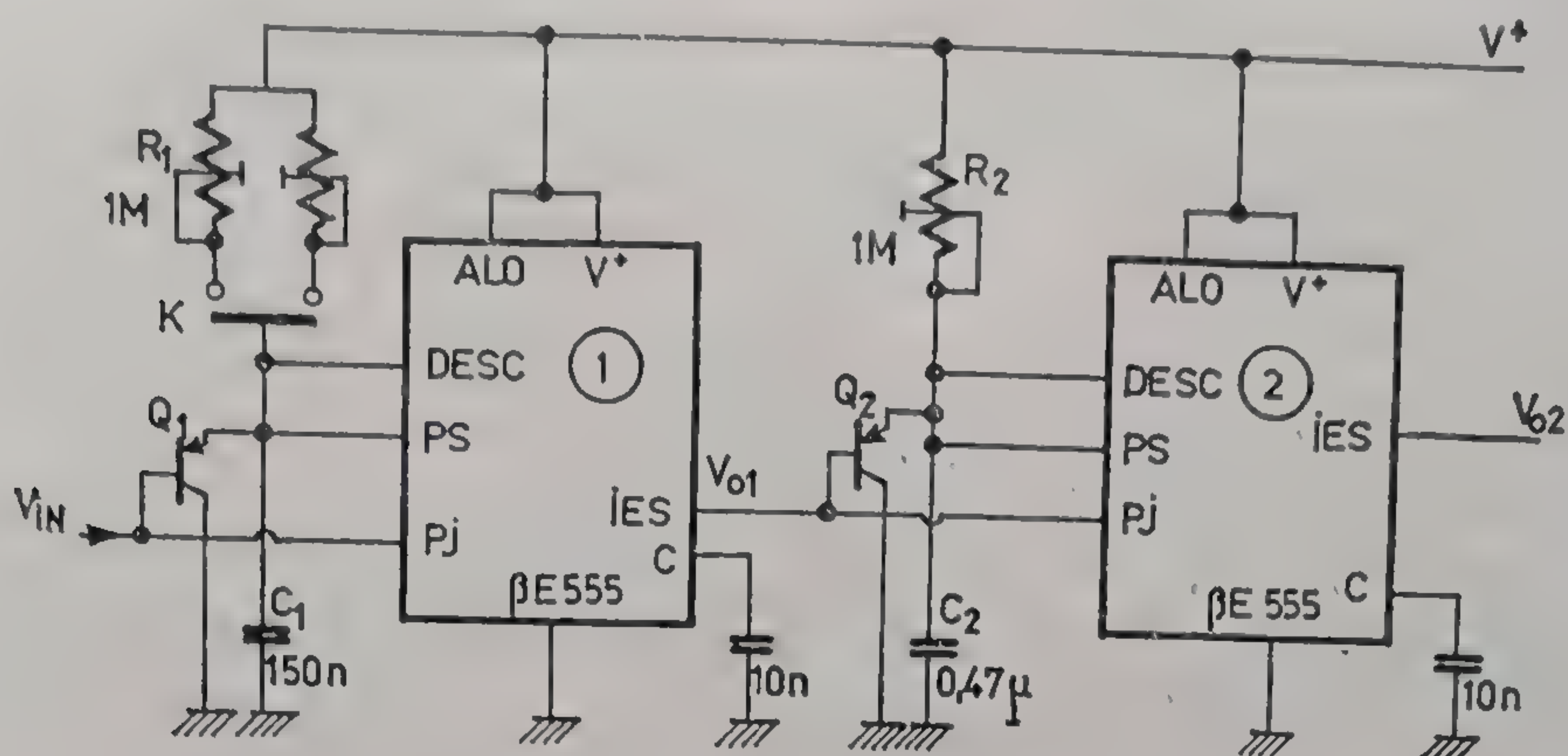


Fig. 1.69. Detector de viteză limită.

de constanta de timp $R_1 C_1$. Dacă perioada de repetiție a impulsurilor de comandă devine mai mică decât timpul necesar condensatorului C_1 să se încarce până la $0,66V^+$, atunci tensiunea de ieșire a circuitului ① rămâne agățată la 1. În acest timp descărcarea condensatorului C_1 este asigurată de tranzistorul Q_1 . Tensiunea de ieșire a circuitului ① constituie semnalul de intrare pentru circuitul $\beta E 555$ ②.

Dimensionând constanta de timp $R_2 C_2$ mai mare decât perioada minimă posibilă, tensiunea pe condensatorul C_2 nu va putea atinge $0,66 V^+$, decât atunci când tensiunea de ieșire a primului circuit rămâne stabil în 1 — vezi diagrama din figura 1.70.

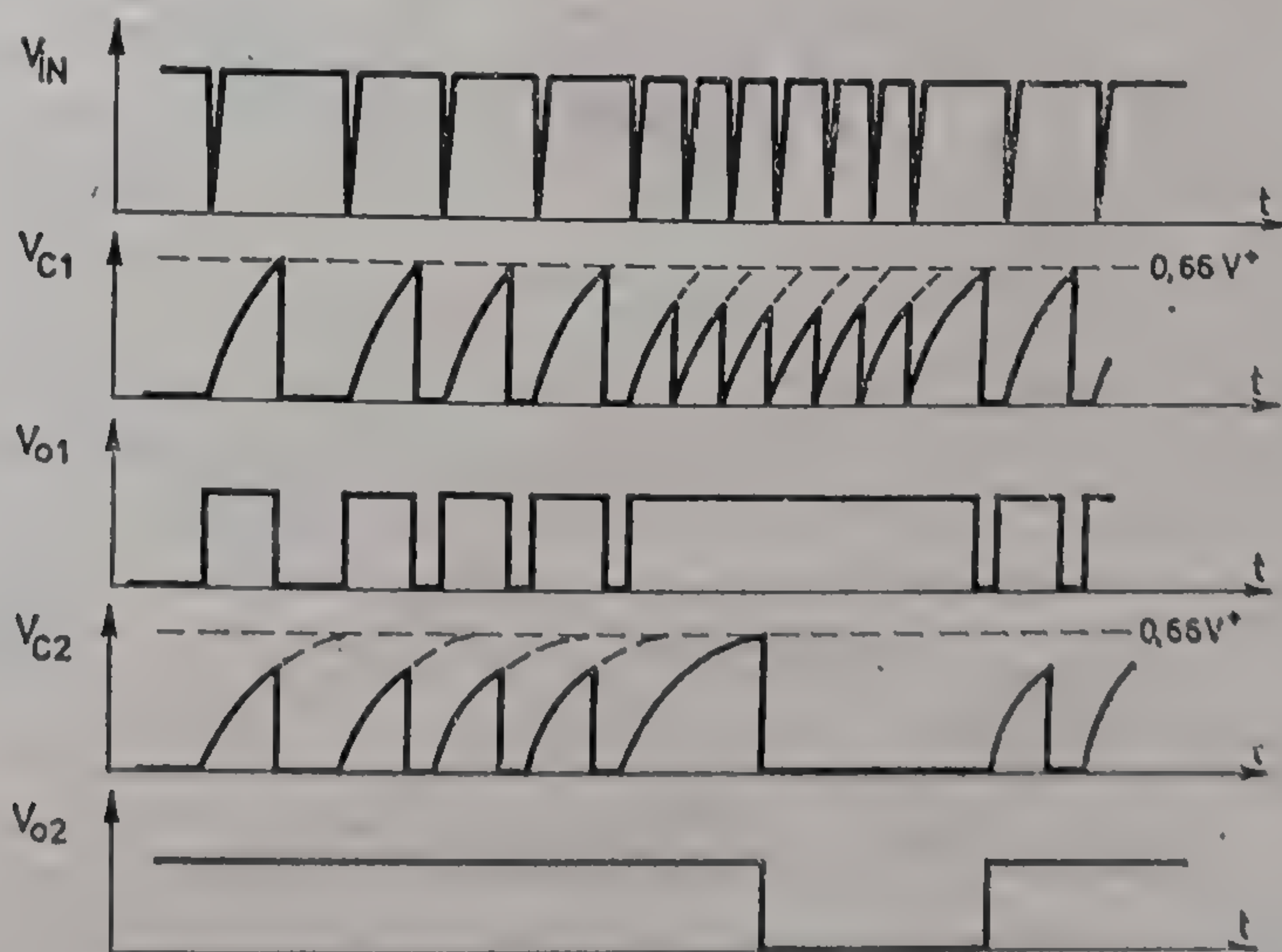


Fig. 1.70. Diagrama de semnale pentru detectorul de viteză limită din figura 1.69.

În cazul situațiilor în care V_{C_2} nu poate atinge $0,66V^+$ descărcarea condensatorului C_2 este asigurată de un tranzistor suplimentar Q_2 .

Astfel, tensiunea de ieșire a circuitului ② rămâne stabil în 1 dacă impulsurile de intrare au o frecvență de repetiție sub valoarea de prag și coboară la 0 dacă frecvența de intrare devine mai mare decât valoarea de prag. Trecerea în starea 0 se face cu o întârziere egală cu constanta de timp R_2C_2 .

Schema are două reglaje. Cu ajutorul potențiometrului R_1 se ajustează pragul de frecvență limită care trebuie sesizat. Potențiometrul R_2 se reglează astfel încât ieșirea circuitului ② să rămână stabil în starea 1 pentru frecvența cea mai mică care poate apare la intrare.

Comutatorul K permite trecerea la diferite praguri de sesizare prestabilite. Cu valorile din schemă se poate regla, de exemplu, detecția de turație în toată plaja unui motor de automobil care funcționează între 500 ture/min și 6 000 ture/min.

1.6.34. Monostabil fără consum în pauza dintre temporizări

În anumite aplicații în care trebuie conservată energia sursei de alimentare se folosesc circuite de consum foarte redus sau care consumă putere numai în timpul ciclului de lucru. În astfel de situații elementul cheie este de regulă un monostabil.

În figura 1.71a este prezentată schema unui monostabil care nu consumă putere decât pe durata temporizării.

Atunci când monostabilul nu este acționat, valoarea tensiunii de ieșire a circuitului $\beta E 555$ este apropiată de potențialul masei, iar tranzistoarele Q_1 , Q_2 sînt blocate. În acest mod, toată schema nu mai primește alimentare; curentul livrat de sursa de alimentare este practic nul. Această stare se menține stabilă atît timp cît nu se dă comanda de temporizare; este de fapt o stare de așteptare.

În momentul în care se dă comanda de declanșare (sub forma unui impuls scurt) circuitul primește alimentarea direct din aceasta, pe terminalul V^+ . Condensatorul C_1 fiind descărcat, $V_{PS} = V_{FJ} = 0$ V și circuitul basculant intern din $\beta E 555$ este poziționat în starea 1, aducînd astfel tensiunea de ieșire la 1. Tranzistorul Q_2 se deschide, determinînd și deschiderea tranzistorului Q_1 , circuitul fiind alimentat astfel direct din sursă; de observat că după încetarea comenzii de declanșare circuitul rămîne într-o stare activă. Demarează astfel perioada de temporizare care durează pînă în momentul în care tensiunea pe condensatorul C_1 atinge valoarea $0,66V^+$. Începe procesul de revenire la starea de așteptare, tensiunea de ieșire cade la 0 V, tranzistoarele Q_1 și Q_2 se blochează, iar alimentarea schemei se întrerupe.

Pentru a declanșa temporizarea, sursa de comandă trebuie să suporte un timp extrem de scurt (egal cu timpul de comutare al tensiunii de ieșire) curentul total de alimentare al schemei. Ca valoare orientativă se poate indica circa 10 mA pe timp de 10 μs pentru o amplitudine de circa 5 V.

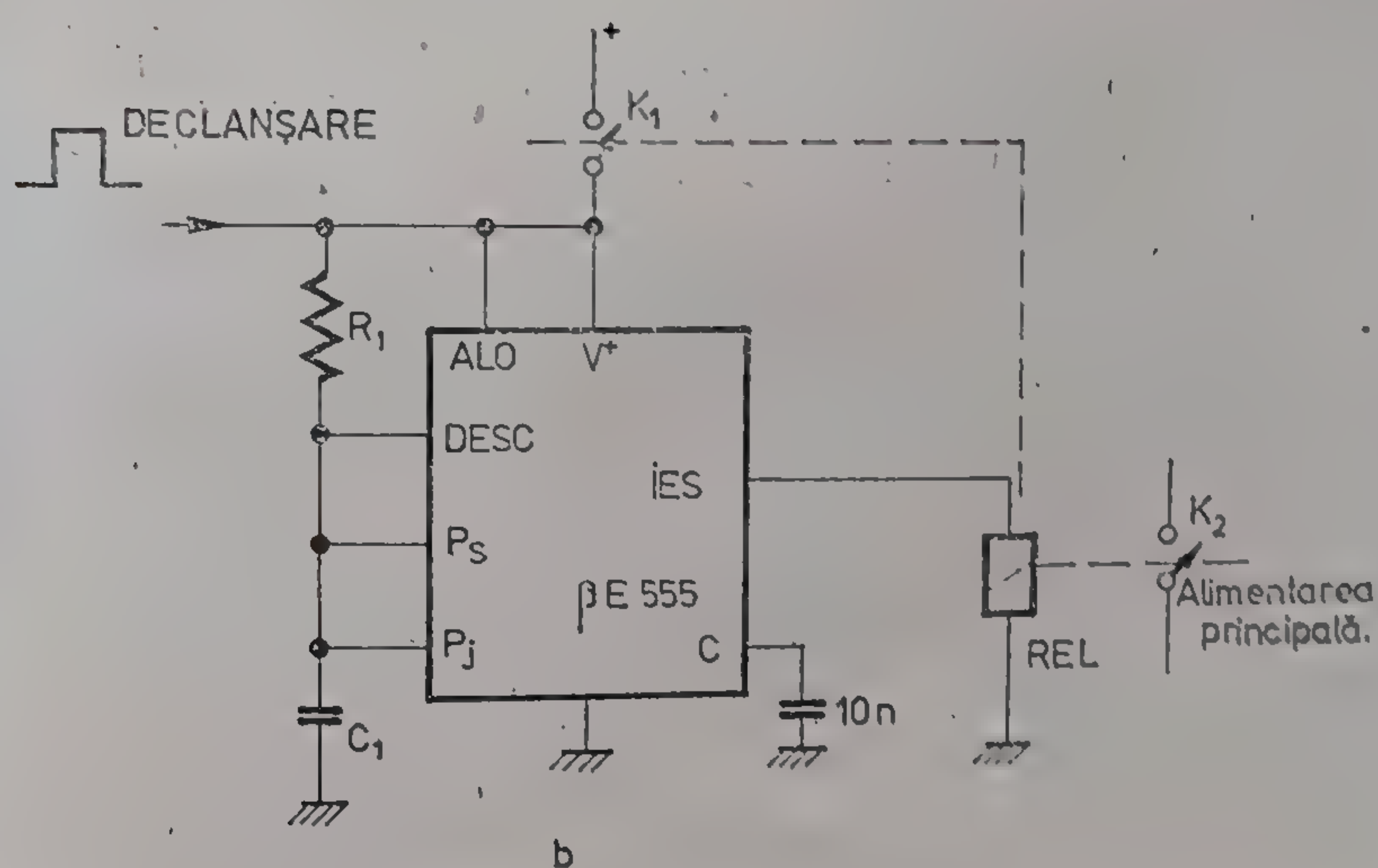
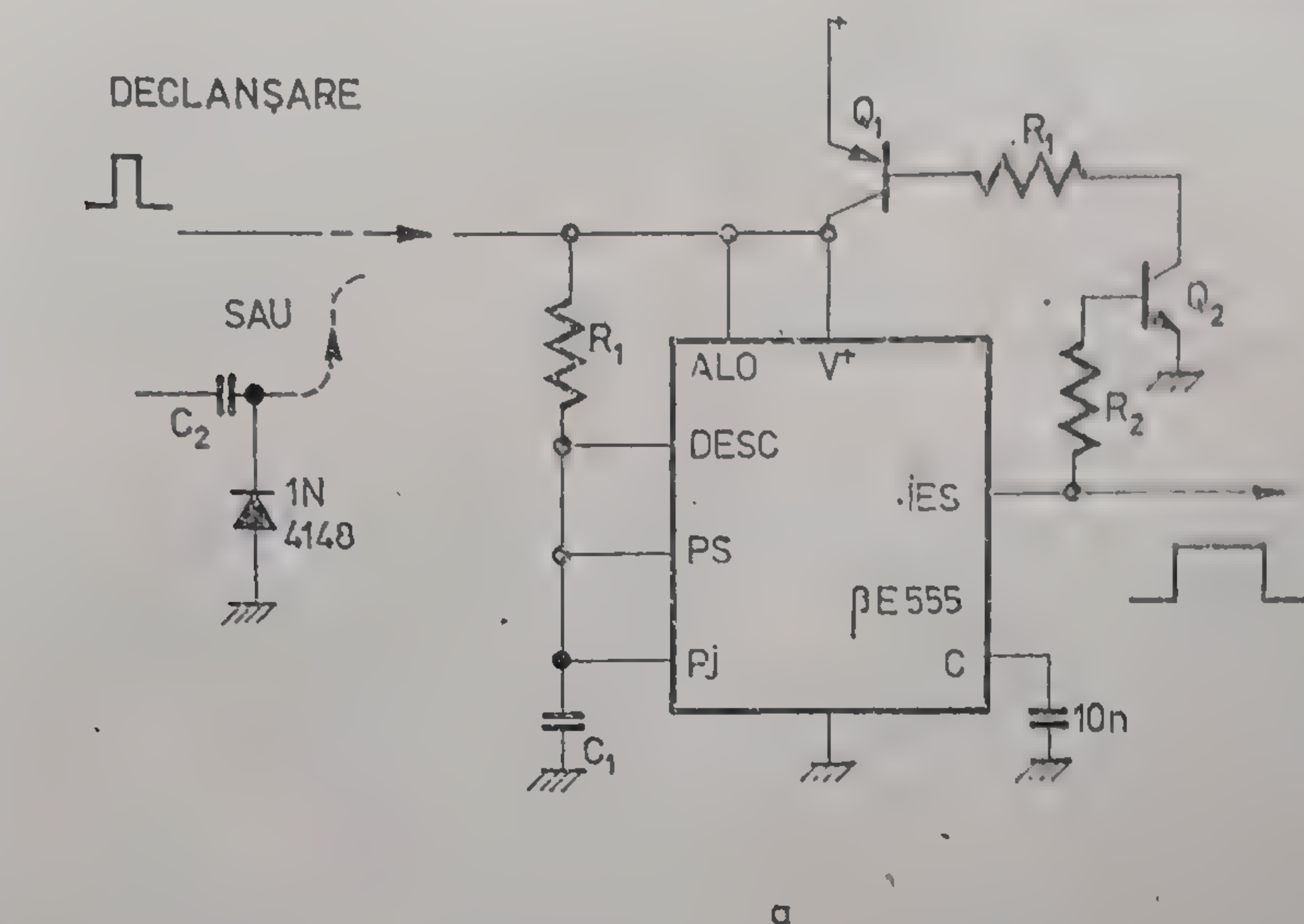


Fig. 1.71. Monostabile fără consum în pauză dintre temporizări.

Declanșarea se poate face fie direct, fie prin cuplaj capacitiv. În acest ultim caz dimensionarea condensatorului C_2 trebuie să țină seama de cei 10 mA necesari alimentării inițiale.

O variantă a schemei este reprezentată în figura 1.71b. Circuitul monostabil $\beta E 555$ comandă un relee al cărui contact de automenținere K_1 va menține alimentată pe toată durata temporizării. Deoarece releul are o durată

de anclanșare relativ mare (zeci de ms) lățimea impulsului de declanșare trebuie să fie suficient de lungă.

Schema din figura 1.71b este foarte potrivită pentru un automat de iluminare a scărilor unui bloc.

1.6.35. Convertoare liniare tensiune/frecvență

Asemenea convertoare sînt din ce în ce mai utilizate în sistemele de achiziție a datelor. Pe scurt, un sistem de achiziție de date este un centru de colectare a mărimilor măsurate de senzori, conectați în diferite zone ale unei instalații.

Datele colectate pot fi prelucrate cu ușurință pe un calculator de proces, obținîndu-se astfel informații globale despre funcționarea corectă a instalației, o alarmare eficientă în cazul unei funcționări incorecte și acționarea în consecință a sistemelor de protecție.

Soluția standard a unui sistem de achiziție de date este prezentată în figura 1.72. Mărimile fizice (temperatură, presiune, turație etc.) transformate în semnal electric de către senzorii de măsură sînt aduse într-o formă electrică convenabilă transmisiei pînă la centrul de achiziție a datelor. Această transmisie trebuie făcută cît mai precis, fapt care constituie o problemă delicată dacă se ține seama de mediul industrial, plin de paraziți, în care lucrează instalația. În acest mediu poluarea electrică poate atinge nivele ridicate (motoare electrice mari, relee puternice, cablaj de forță etc.) și transmisia analogică a unui semnal chiar la o distanță de cîțiva metri poate să ajungă imposibilă. De regulă blocurile adaptoare, în vederea transmisiei, ridică nivelul semnalului, căutînd să asigure un raport semnal-zgomot acceptabil în punctul de recepție. De multe ori, la recepție, pe fiecare canal, chiar la intrarea în sistemul de achiziție a datelor, apare un așa-numit bloc de „condiționare a semnalului” care prin diverse procedee, filtrări, limitări, adaptări de impedențe, elimină o parte din perturbația introdusă în cursul transmisiei. Mai

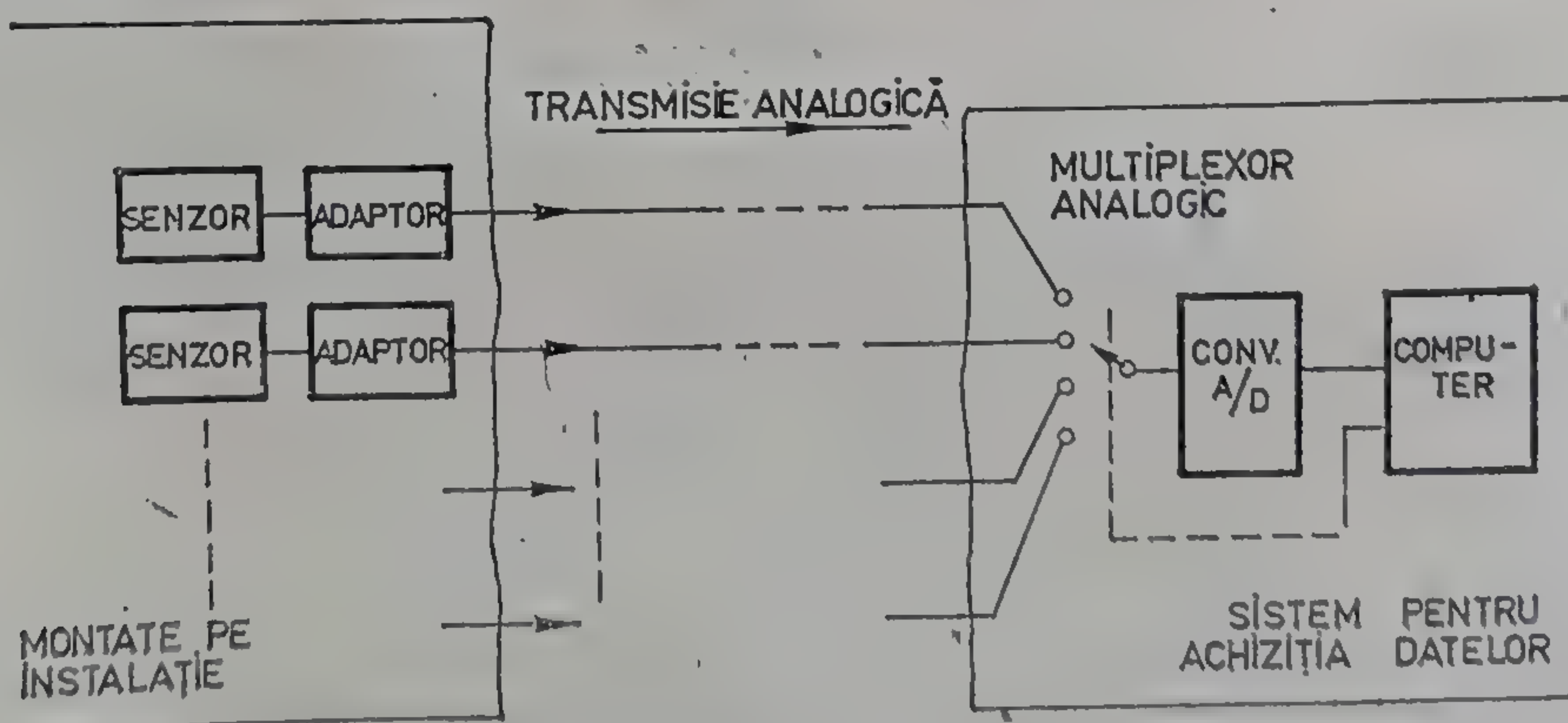


Fig. 1.72. Schema de principiu simplificată a unui sistem pentru achiziția datelor.

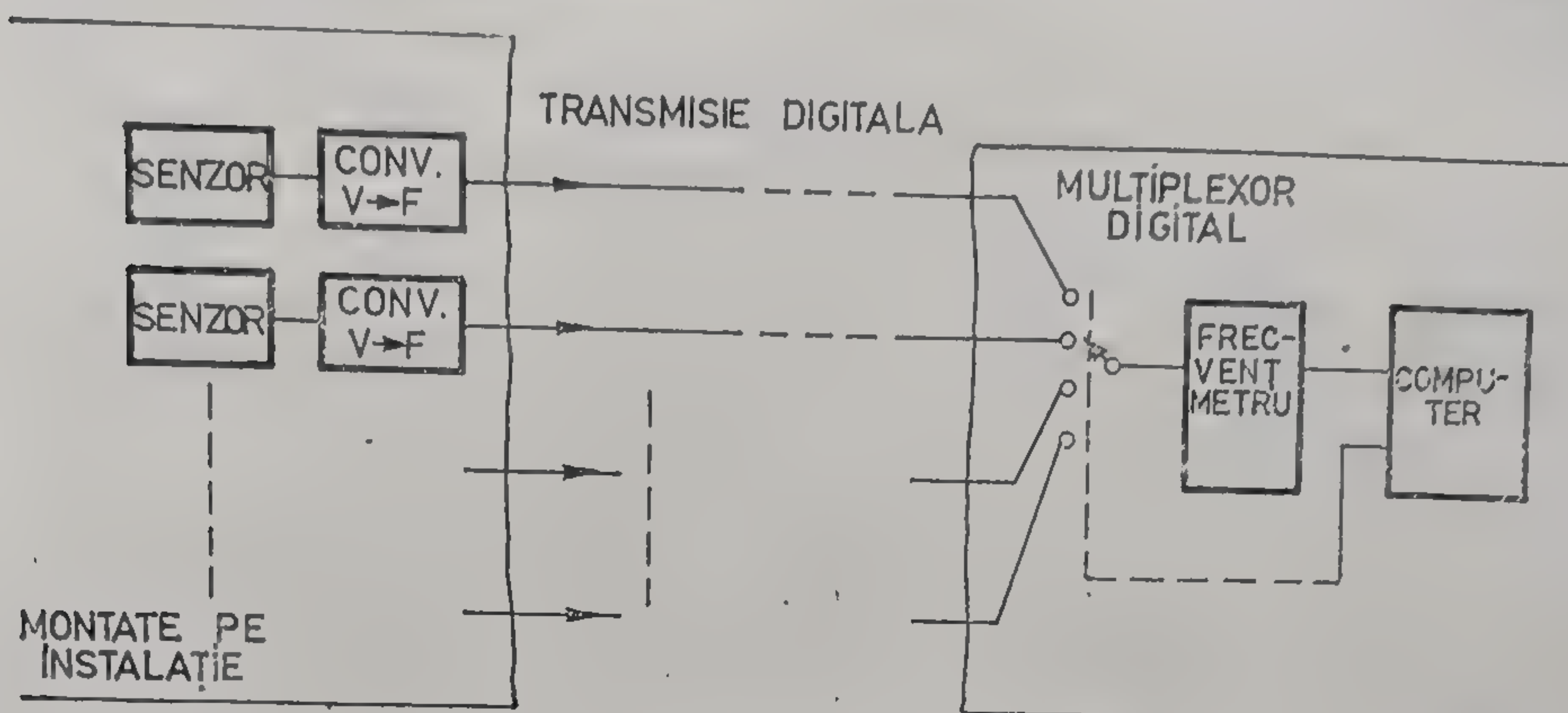


Fig. 1.73. Modelul simplificat al unui sistem de achiziție a datelor printr-o transmisie în frecvență.

departe, printr-un multiplexor analogic se selectează secvențial canalul dorit. Mărimea electrică analogică este transformată în valoare numerică de către convertorul analog-digital unic, și introdusă în sistemul de calcul.

În concluzie, problema cheie a implementării unui asemenea sistem, o constituie modul de transmisie a datelor și măsurile ce se iau pentru ca această transmisie să se facă cu un nivel de încredere cât mai ridicat. Se poate ajunge la cazuri limită în care un semnal perturbator să distorsioneze atât de mult o valoare, încât să pună în pericol funcționarea corectă a instalației propriu-zise.

Utilizarea unei conversii tensiune/frecvență la locul de măsură face ca transmisia până la centrul de achiziție să se producă în frecvență (nu în amplitudine). O astfel de transmisie este mult mai sigură, chiar în cazul unor perturbații puternice. Frecvența unei oscilații este o mărime mult mai puțin susceptibilă la perturbații. În figura 1.73 a fost reprezentat simplificat un astfel de sistem de achiziție a datelor care folosește convertoare tensiune/frecvență. Astfel, de convertoare trebuie să fie liniare, pentru a putea face conversia inversă numai cu ajutorul unui frecvențmetru. De liniaritatea și stabilitatea în timp și temperatură a unor astfel de convertoare depinde eroarea cu care parametrul de măsurat intră în calculator. O condiție esențială impusă unor astfel de convertoare în afara erorilor de conversie este prețul scăzut pe care trebuie să-l atingă, deoarece numărul unor astfel de convertoare este egal cu numărul de canale al sistemului de achiziție. În plus, schema trebuie să fie simplă și compactă. În ceea ce privește conversia inversă la locul de recepție, semnalăm existența unor circuite specializate pentru această funcție (*INTEL 8253* — programable timer) pentru un sistem de calcul bazat pe microprocesorul 8080 sau 8085.

● Pentru a construi un convertor tensiune/frecvență, compact, ieftin și cu performanțe bune (liniaritate mai bună de 0,2%), se poate utiliza schema din figura 1.74 care folosește circuitul integrat βE 555. Se recunoaște din această schemă un montaj de oscilator astabil în care încărcarea condensa-

Perioada totală a oscilației din ieșire devine:

$$T = T_{inc} + T_{desc} = R_1 C \frac{(V_{PS} - V_{PJ})}{V_{IN}} + T_{desc} \quad (2)$$

Frecvența fiind inversul perioadei se poate scrie:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{IN}}{R_1 C (V_{PS} - V_{PJ}) + T_{desc} V_{IN}} \approx \frac{V_{IN}}{R_1 C (V_{PS} - V_{PJ})} \quad (3)$$

Relația (3) arată că există o legătură liniară între frecvență și tensiunea de intrare dacă termenul T_{desc} poate fi neglijat față de constanta de timp $R_1 C$. Cu alte cuvinte, se realizează o conversie tensiune/frecvență liniară, dacă descărcarea condensatorului C se face mult mai repede decât timpul minim de încărcare. Această cerință se realizează prin două căi:

- o valoare relativ scăzută pentru condensatorul C ;
- alegerea unei frecvențe maxime de lucru mult mai mică decât cea corespunzătoare duratei de descărcare pentru condensatorul C .

Avînd limitat *sus* domeniul de frecvență, se cuvine să examinăm și cine îl limitează *jos*. O examinare rapidă a schemei conduce la ideea că limitarea jos apare datorită micșorării cîștigului în curent pentru tranzistorul Q_1 deoarece se va lucra la curenți foarte mici.

Observație. Chiar la încărcări ale condensatorului C cu curenți foarte mici (circa $1 \mu A$) circuitul $\beta E 555$ nu afectează vizibil procesul, prin eventualele sarcini ce le pot constitui terminalele PJ și PS . Tensiunea pe condensatorul C variază între V_{PS} și V_{PJ} . Dacă observăm cu atenție schema internă a lui $\beta E 555$ (figura 1.4) putem remarca că pe acest domeniu de tensiuni și perechea de tranzistoare Q_1, Q_2 și perechea de tranzistoare Q_9, Q_{10} sînt blocate deci prin baza lor nu curge curent. Aceste tranzistoare se deschid numai în apropierea lui V_{PS} sau V_{PJ} afectînd o zonă de cîteva sute de milivolți din capetele rampei. Chiar și atunci curenții de polarizare sînt mici, 100 nA și respectiv 250 nA (valori tipice).

Această proprietate este prețioasă în cazul în care se dorește obținerea de temporizări precise și lungi cu valori relativ mici pentru condensatoare.

Domeniul de frecvențe este afectat în partea de jos de tensiunea de decalaj și de coeficientul de variație cu temperatura a tensiunii de offset a amplificatorului de intrare, AO . De asemenea, și curentul de polarizare al acestui amplificator influențează comportarea convertorului la frecvențe joase.

Ca amplificator s-a ales o variantă relativ rapidă, $\beta M 201A$, compensat numai cu $6,8 \text{ pF}$, deoarece pentru o funcționare corectă el trebuie să păstreze un cîștig suficient la frecvențe înalte.

Cu schema din figura 1.72 poate fi construit un convertor pe trei decade de frecvență, $10 \text{ Hz} \dots 10 \text{ kHz}$ pentru tensiuni de intrare cuprinse între $10 \text{ mV} \dots 10 \text{ V}$. Liniaritatea în acest domeniu este de circa $0,2\%$. Această schemă foarte simplă are însă un dezavantaj: este sensibilă la valoarea tensiunii negative de alimentare (-15 V). Factorul de conversie depinde de tensiunea de alimentare și de aceea ea trebuie bine stabilizată.

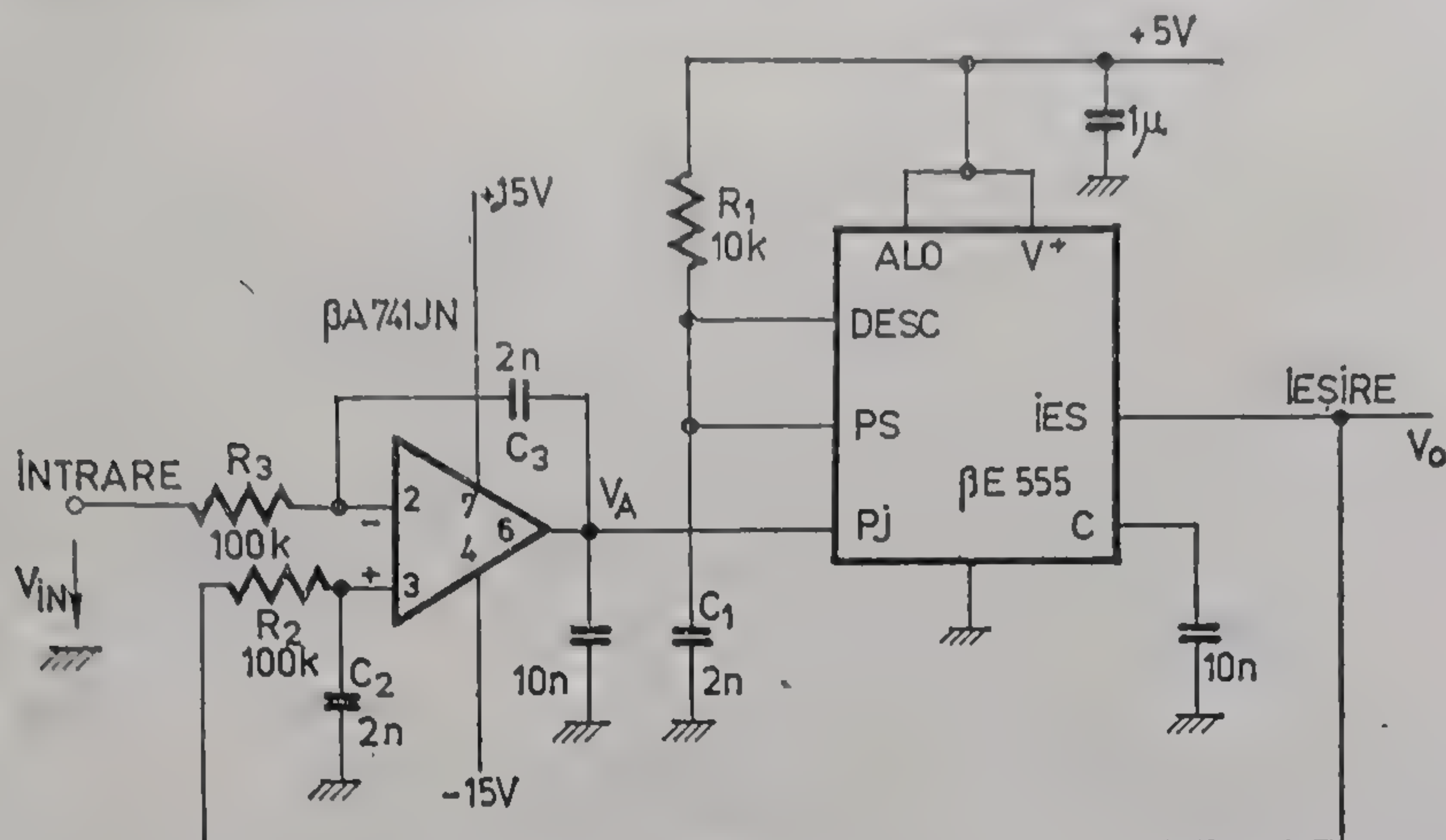


Fig. 1.75. Convertor liniar tensiune/frecvență cu integrator.

● Convertor tensiune/frecvență liniar și ieftin

Realizarea acestei scheme de convertor tensiune/frecvență face apel numai la două capsule de circuite integrate $\beta E 555N$ și $\beta A 741N$; schema este prezentată în fig. 1.75.

Circuitul integrat $\beta E 555$ este conectat într-o schemă standard de monostabil a cărui durată depinde de constanta de timp R_1C_1 . Declanșarea monostabilului este realizată de amplificatorul operațional $\beta A 741$, conectat ca integrator cu intrări diferențiale. Pe o intrare (IN) el primește tensiunea destinată a fi convertită, iar pe cealaltă impulsurile de ieșire generate de $\beta E 555$ integrate inițial de rețeaua R_2C_2 .

Deoarece lățimea impulsurilor este constantă, integrarea trenului de impulsuri din ieșirea lui $\beta E 555$ reconstituie o componentă continuă peste care se suprapune o componentă alternativă ce are forma desenată în diagrama din figura 1.76.

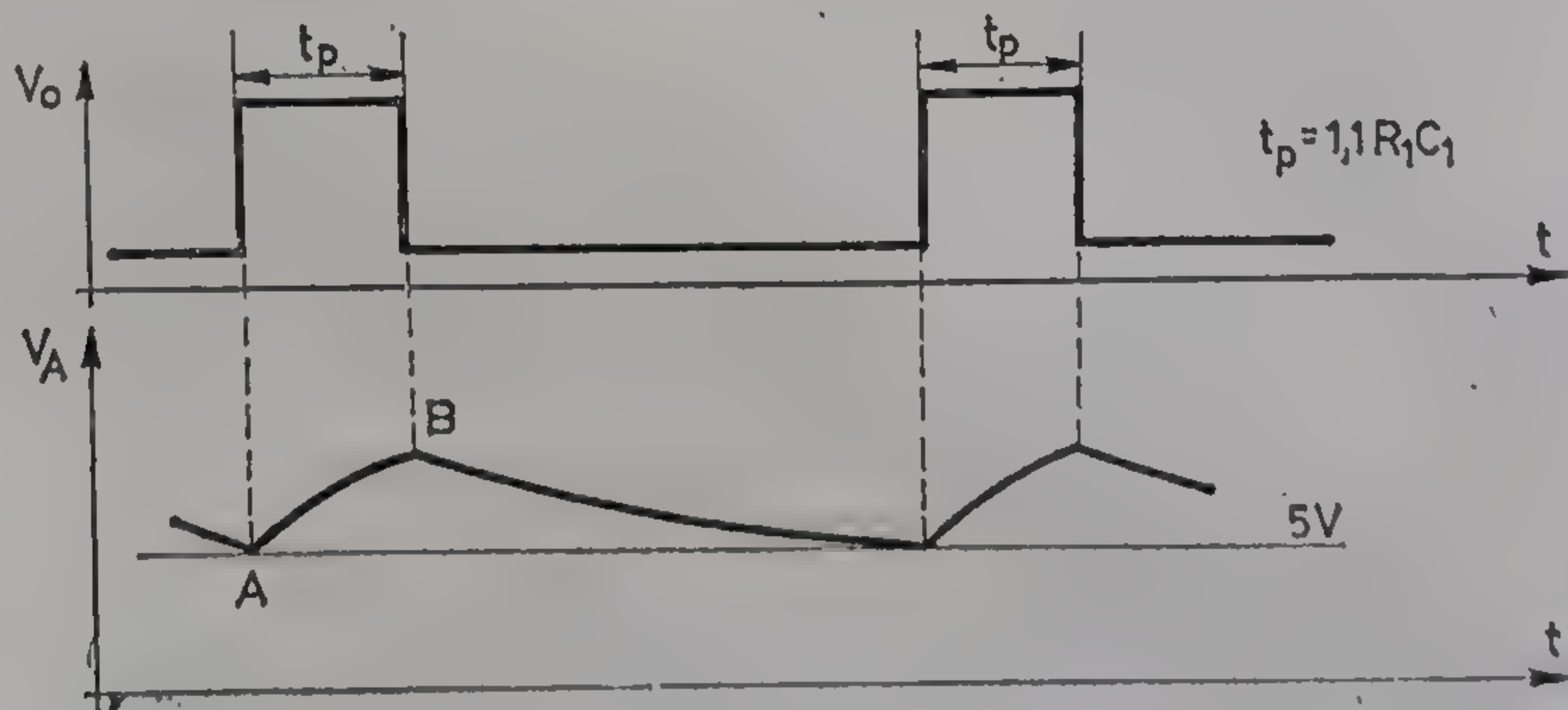


Fig. 1.76. Diagrama de funcționare a convertorului tensiune/frecvență cu integrator.

Bucula de reacție menține nivelul vîrfurilor notate cu A la tensiunea de prag jos ($+5$ V) indiferent de frecvența impulsurilor din ieșirea circuitului βE 555.

În timpul impulsului tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional, tensiune notată cu V_A pe diagrama din figura 1.74, crește pînă la o valoare proporțională cu tensiunea de intrare V_{IN} . În pauza dintre impulsuri tensiunea V_A scade în timp pînă atinge pragul de 5 V al comparatorului din circuitul βE 555. Durata acestei pauze este proporțională cu tensiunea de vîrf B și, implicit deci, cu V_{IN} .

Cu valorile componentelor notate pe schema din figura 1.75 rezultă un convertor a cărui factor de conversie este aproximativ 10 kHz/V. Durata impulsului de la ieșire este de 24 μ s.

1.6.36. Temporizator de lungă durată

Durata maximă a temporizării care se poate obține cu o schemă standard echipată cu βE 555 a fost comentată în paragraful 1.5, unde se arăta că nu pot fi depășite durate de temporizare de 24 s decît dacă se utilizează condensatoare electrolitice. Limitarea este introdusă de curenții de declanșare pentru comparatoarele de tensiune din circuitul integrat βE 555. Pentru a elimina efectul acestora se poate introduce un etaj tampon între rețeaua externă de temporizare și βE 555. În schema din figura 1.77 etajul tampon este constituit dintr-un amplificator operațional cu tranzistoare cu efect de cîmp cu grilă-joncțiune în intrări. Amplificarea în tensiune fiind unitară, tensiunea citită pe condensatorul C_1 este aplicată întocmai, circuitului βE 555. În acest caz regimul de încărcare al condensatorului C_1 este afectat, numai de curenții mic de polarizare al amplificatorului operațional; pentru LF 355 maximum 50 pA la $T_a = 25^\circ\text{C}$.

Luînd în calcul o astfel de valoare, rezultă că se poate folosi o rezistență de 10 G Ω pentru a încărca condensatorul C_1 cu un curent de zece ori mai

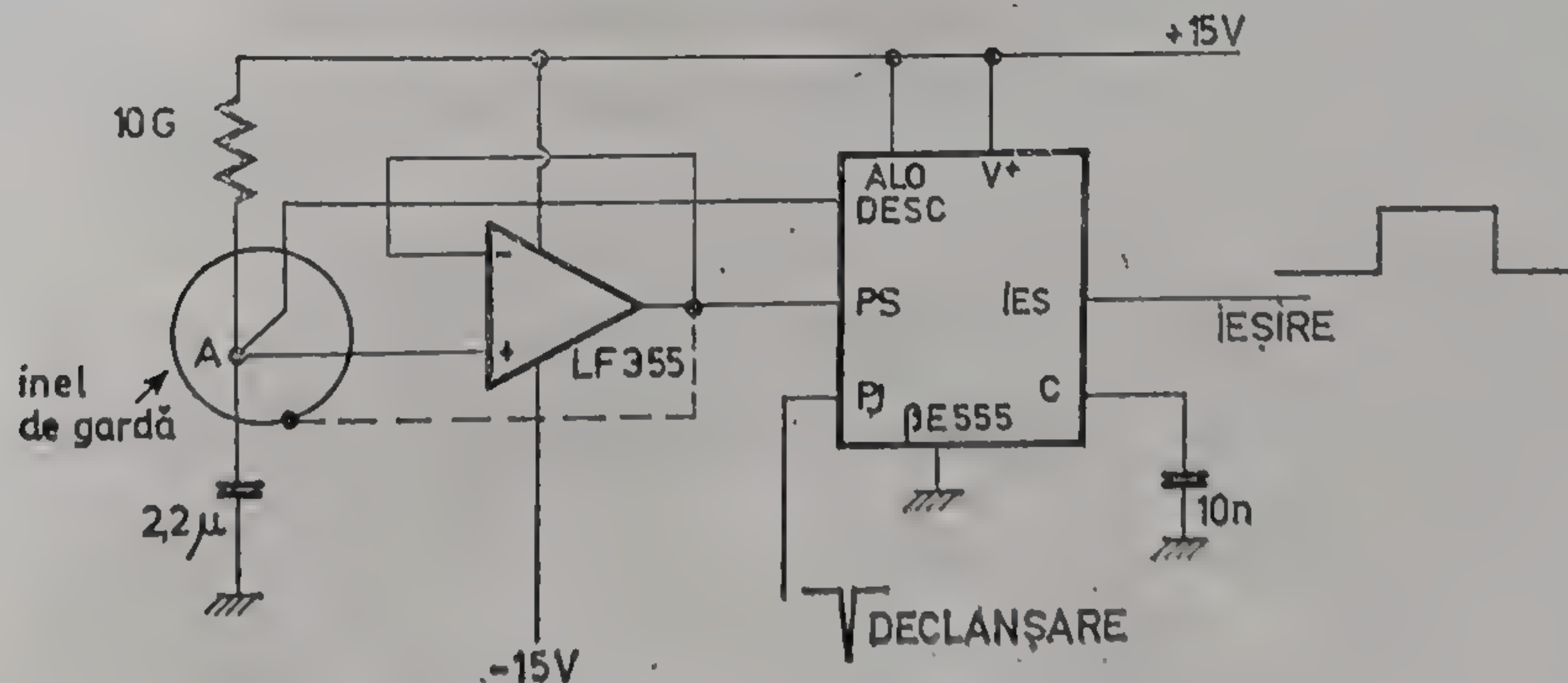


Fig. 1.77. Temporizator de lungă durată cu βE 555.

mare decât curentul de polarizare al amplificatorului operațional. Temporizarea va fi de 6,7 ore pentru un condensator de $2,2 \mu F$.

La temperaturi ambiante mai mari de $25^\circ C$ curentul de polarizare al amplificatorului operațional cu tranzistoare cu efect de câmp la intrare crește; fiind curentul unei joncțiuni invers polarizate — el se dublează practic la fiecare creștere cu $8^\circ C$ a temperaturii joncțiunii, astfel că este necesar să se determine din foaia de catalog respectivă, valoarea maximă a curentului de polarizare la temperatura maximă de lucru a montajului pentru fiecare caz în parte.

În locul amplificatorului $LF 355$ se poate utiliza amplificatorul operațional superbeta $\beta M 308$, el remarcându-se față de $LF 355$ în zona temperaturilor ambiante ridicate (curentul de polarizare al intrărilor pentru $\beta M 308$ scade odată cu creșterea temperaturii).

Întrebuințarea unei valori de rezistență atât de mari și, implicit, manipularea unor curenți de ordinul zecilor sau sutelor de pA , presupune adoptarea unor măsuri speciale în ceea ce privește realizarea cablajului imprimat; dintre ele, în continuare sînt indicate cele de uz curent:

- montarea nodului A pe un suport din teflon;
- în jurul nodului A se construiește pe cablaj (de preferat pe ambele fețe) un inel de gardă care se leagă la ieșirea amplificatorului operațional;
- după o spălare intensă montajul se usucă 12 h într-o etuvă la $50^\circ C$ apoi se acoperă cu o peliculă de lac siliconic pentru a împiedica crearea condensului de vapori de apă direct pe părțile electrice sensibile;
- încasetarea ermetică a întregului montaj.

Observație. Curentul de blocaj al tranzistorului de descărcare din $\beta E 555$ este de circa $10 pA$ pentru temperaturi ambiante în jurul lui $25^\circ C$.

1.6.37. Temporizator cu multiplicare de capacitate

Pentru a obține durate de temporizare mari sînt posibile două căi:

(1) Mărirea rezistenței din rețeaua externă de temporizare este o soluție limitată de curenții de polarizare ai comparatoarelor din $\beta E 555$ — vezi paragraful 1.4.

Chiar dacă prin diverse artificii se pot obține funcționări stabile, rezistențele de valori mari ($> 10 M\Omega$) sînt scumpe, neprecise și dificil de procurat.

(2) Mărirea valorii condensatorului de temporizare conduce la utilizarea condensatoarelor electrolitice, piese puțin fiabile și neprecise.

Se poate însă mări valoarea aparentă a condensatorului cu ajutorul unui circuit de multiplicare. Un astfel de circuit este reprezentat în figura 1.78.

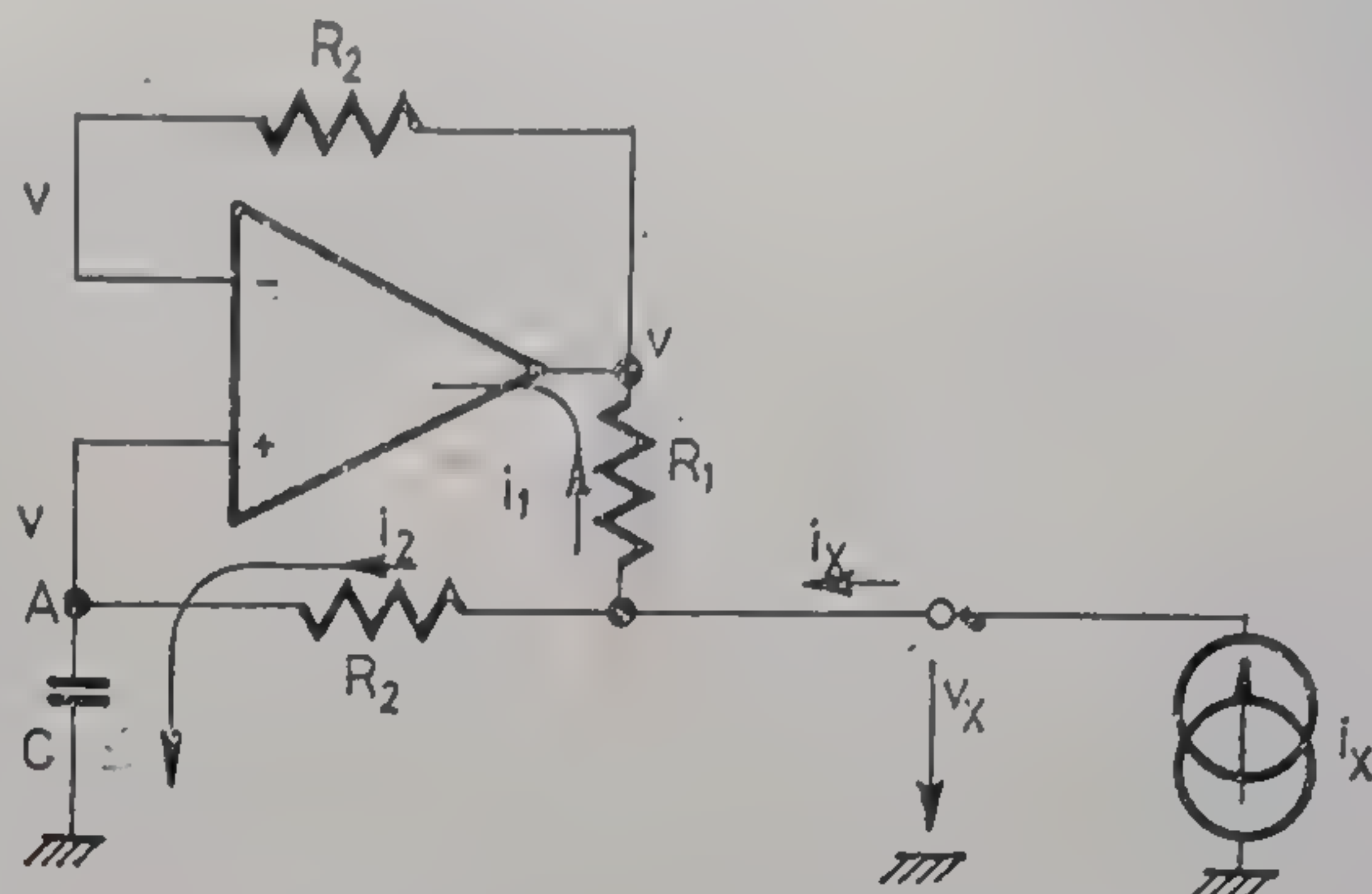
Montajul se prezintă la ieșire ca un condensator a cărui valoare este

$$C_{ech} = \frac{R_2}{R_1} C \text{ dacă } R_1 \ll R_2.$$

în serie cu o rezistență

$$R_{ech} \approx R_1.$$

Fig. 1.78. Multiplicator de capacitate.



Determinarea expresiei impedanței care se vede între borna de ieșire și masă se realizează aplicând în ieșire un generator de curent de test i_x și calculind tensiunea v_x care se obține. Impedanța rezultă ca raportul v_x/i_x . Presupunind că amplificatorul operațional este ideal, curentul i_x va da naștere la doi curenți, notați i_1 și i_2 pe figura 1.78:

$$i_2 = \frac{v_x - v}{R_2} \quad \text{și} \quad i_1 = \frac{v_x - v}{R_1}.$$

Relațiile sînt valabile considerînd că prin brațul rezistiv R_2 care leagă intrarea inversoare de ieșire nu circulă nici un curent. În cazul real pe aici va circula doar curentul de polarizare al intrării inversoare.

Raportul celor doi curenți este deci

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{R_1}{R_2}.$$

Considerînd $R_1 \ll R_2$, rezultă $i_1 \simeq i_x$, deci

$$i_2 = \frac{R_1}{R_2} i_x.$$

Deoarece s-a presupus un amplificator operațional ideal cu un curent de polarizare nul reiese că numai o parte, R_1/R_2 , din curentul injectat din exterior i_x va ajunge să circule prin condensatorul C.

Tensiunea pe condensator va crește corespunzător acestei părți din curent $(R_1/R_2)i_x$. Cu aceeași rată va crește și tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional.

Așadar, injectînd un curent i_x tensiunea din ieșirea amplificatorului operațional va varia ca și cum acest curent ar fi injectat într-un condensator echivalent de valoare

$$C_{ech} = \frac{R_2}{R_1} C.$$

Se remarcă că una din limitările importante în adoptarea unui raport R_2/R_1 mare este dată de curentul de offset la intrarea amplificatorului operațional, deoarece efectul curentului de polarizare poate fi echilibrat prin alegerea a două rezistențe egale pe cele două intrări. Curentul efectiv de lucru al condensatorului C, i_2 , trebuie să fie mult mai important decît acest curent de offset. De asemenea, căderea de tensiune $(v - v_x)$, egală aproximativ cu $R_1 i_x$, trebuie să fie mult mai mare decît variația tensiunii de offset pe tot domeniul temperaturilor de funcționare (presupunînd reglajul tensiunii inițiale de offset).

În cazul unor valori de curent I_q foarte mici (nA sau zeci de pA) pentru nodul A se vor lua aceleași măsuri de precauție ca cele amintite în paragraful 1.6.36.

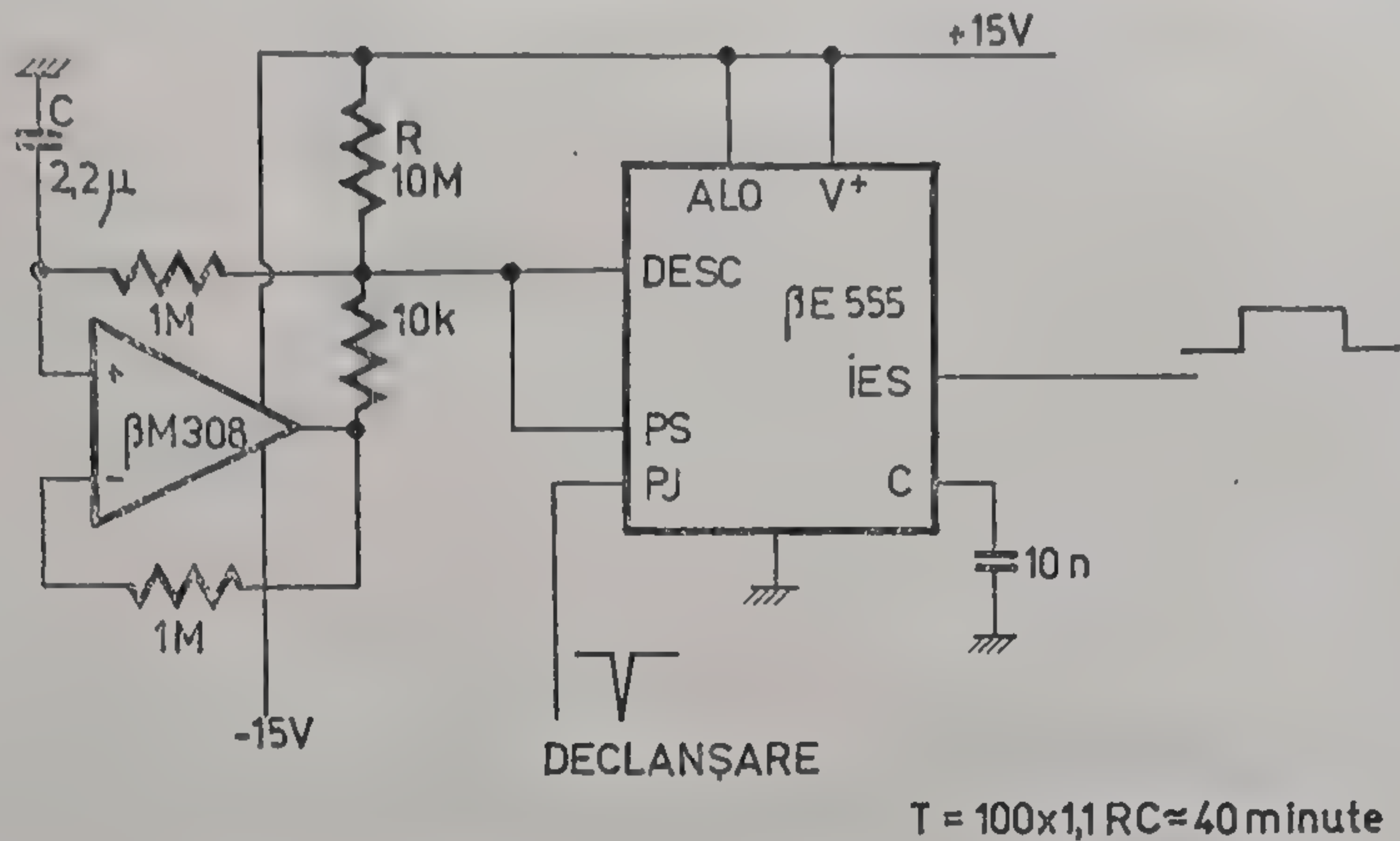


Fig. 1.79. Temporizator cu multiplicator de capacitate.

● Schema de multiplicator de capacitate poate fi direct utilizată în rețeaua de temporizare a circuitului $\beta E 555$ — vezi figura 1.79. Aici s-a desenat un monostabil a cărui rețea de temporizare este constituită din rezistența R și condensatorul multiplicat C . Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional este aplicată comparatorului de prag sus. Descărcarea condensatorului poate fi executată și direct, la bornele ei asigurându-se o revenire rapidă, dar curentul de fugă pe tranzistorul de descărcare va afecta temporizarea.

● Folosind aceeași tehnică de multiplicare a unei capacități se poate realiza și un oscilator de foarte joasă frecvență a cărui schemă este dată în figura 1.80. Condensatorul multiplicat $(R_2/R_1)C$ se încarcă prin rezistențele R_A și R_B de la $+5V$ la $+10V$, și se descarcă numai prin R_B între tensiunile $+10V$ și $+5V$.

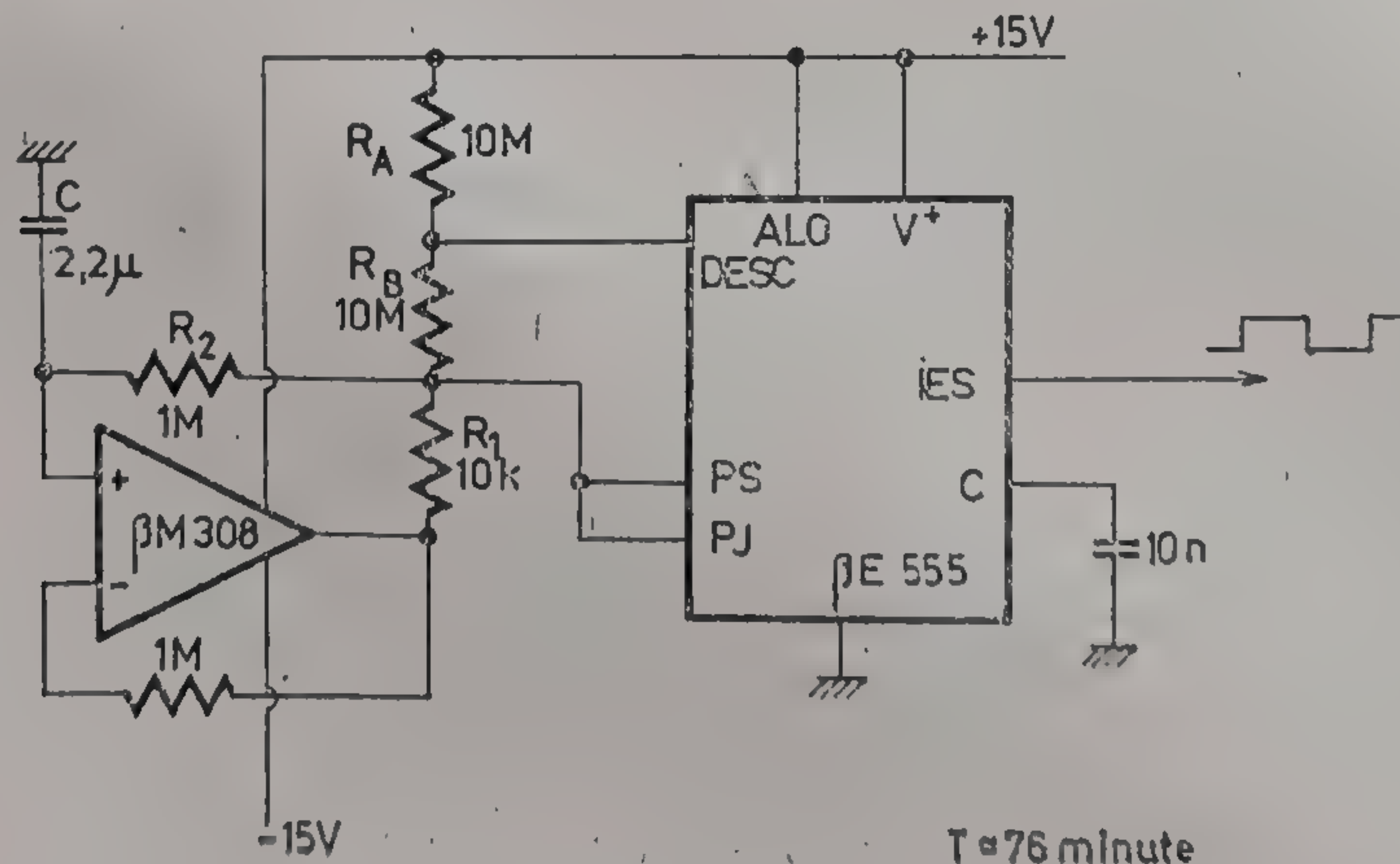


Fig. 1.80. Oscilator de foarte joasă frecvență.

Cele două scheme din figura 1.79 și figura 1.80 folosesc un amplificator operațional cu tranzistoare super-beta în intrări ($\beta M 308$), deoarece curentul minim manipulat pentru încărcarea condensatorului C este de 5 nA. Valoarea condensatorului C este multiplicată de 100 de ori, obținându-se temporizări apreciabile fără a apela la condensatori electrolitici sau rezistențe mai mari de 10 M Ω .

1.6.38. Generator de undă triunghiulară cu $\beta E 555$

În figura 1.81 este dată o schemă în care condensatorul de temporizare C_1 se încarcă și se descarcă liniar între cele două praguri impuse de $\beta E 555$. Generatorul de curent constant pentru încărcare este constituit din tranzistorul Q_1 . În momentul încărcării condensatorului de temporizare, tranzistorul de descărcare este blocat, împiedicând trecerea de curent prin tranzistoarele Q_2 și Q_3 ; acestea au practic emitoarele în gol.

Curentul injectat de generatorul Q_1 ajunge în condensatorul C_1 prin dioda D_2 , deschisă și joncțiunea colector-bază a tranzistorului Q_2 , de asemenea polarizată în direct.

Durata de încărcare se poate calcula cu relația:

$$T_{inc} = \frac{C_1 \Delta V}{I}$$

Pentru următorul set de valori

$$C_1 = 10 \text{ nF}, I_{max} = 1 \text{ mA}, I_{min} = 10 \text{ }\mu\text{A} \text{ și } \Delta V = 5 \text{ V}$$

rezultă:

$$T_{inc \min} = 50 \text{ }\mu\text{s}, T_{inc \max} = 5 \text{ ms.}$$

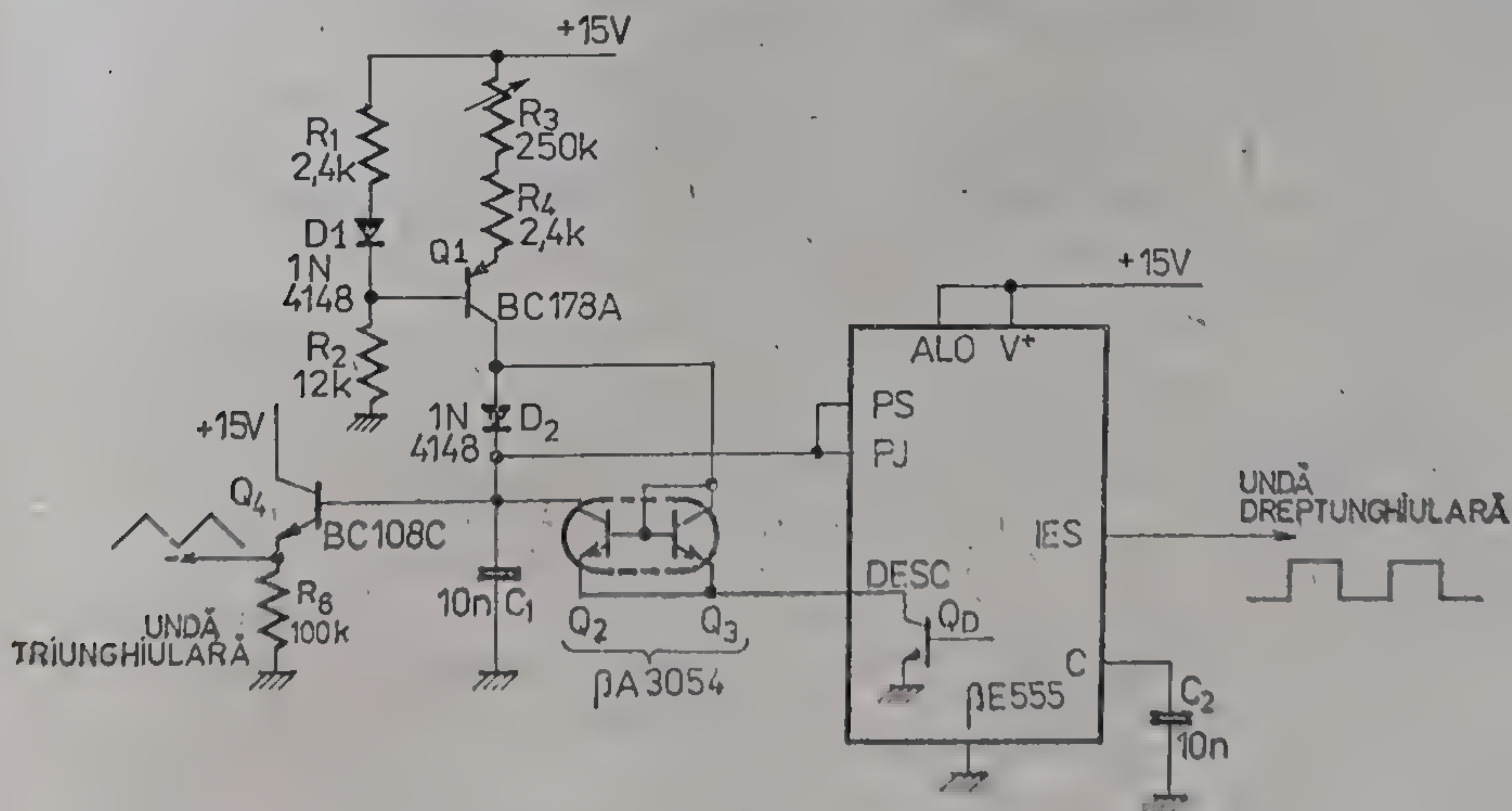


Fig. 1.81. Generator de undă triunghiulară cu $\beta E 555$.

Descărcarea condensatorului C_1 este inițiată prin deschiderea tranzistorului de descărcare Q_D . Tranzistorul dual Q_2, Q_3 avînd ambele emitoare conectate la masă prin tranzistorul saturat Q_D , formează o oglindă de curent cu factorul de copiere unitar. Acum generatorul de curent Q_1 injectează curentul său prin joncțiunea bază-emitor a tranzistorului Q_3 . Potențialul colectorului Q_1 cade la aproximativ $+0,7$ V față de masă. Dioda D_2 se blochează, deoarece condensatorul C_1 polarizează catodul ei cu o tensiune inițială de $+10$ V, scăzătoare pînă la $+5$ V, iar anodul ei rămîne la $+0,7$ V.

Dacă tranzistoarele Q_2 și Q_3 sînt bine împerecheate, curentul de colector al tranzistorului Q_2 copiază curentul ce străbate tranzistorul Q_3 . Condensatorul C_1 se va descărca liniar variabil sub acțiunea acestui curent. Durata de descărcare va fi egală cu aceea de încărcare, rezultînd astfel o formă de undă simetrică, cu o frecvență reglabilă din potențiometrul R_3 între 10 kHz și 100 Hz.

Tranzistorul Q_4 conectat ca repetor izolează „generatorul de undă triunghiulară” de sarcina pe care lucrează. Trebuie observat că nivelele de c.c. de pe condensatorul C_1 le regăsim în emitorul tranzistorului Q_4 micșorate cu 0,6 V.

Pentru o separare mai exactă în locul tranzistorului Q_4 se poate utiliza un amplificator operațional în regim neinversor și câștig unitar (conexiunea de repetor).

Oscilația triunghiulară este sincronă cu oscilația dreptunghiulară disponibilă simultan la terminalul de ieșire al circuitului integrat $\beta E 555$. Această tensiune de ieșire este la 1 pe panta crescătoare a formei de undă triunghiulare.

Dioda D_1 din figura 1.81 compensează căderea de tensiune bază-emitor a tranzistorului Q_1 . Dioda D_2 ar putea lipsi, rolul ei fiind suplinat de joncțiunea colector-bază a tranzistorului Q_2 .

1.6.39. Generator de funcții cu reglaje independente

Acest circuit a cărui schemă este prezentată în figura 1.82 este asemănător cu cel din figura 1.81, avînd însă posibilități de reglaj suplimentare. Funcționarea acestui circuit se bazează, de asemenea, pe încărcare și descărcarea cu curent constant a condensatorului de temporizare C_1 .

Amplificatorul operațional AO conectat ca repetor care izolează condensatorul C_1 de curenții de polarizare ai terminalelor PS și PJ din $\beta E 555$ și, totodată, de eventuala sarcină conectată pe ieșirea de tensiune triunghiulară.

Condensatorul de temporizare C_1 se încarcă cu curentul constant generat de către tranzistorul Q_1 și se descarcă cu curentul constant extras de colectorul tranzistorului Q_2 .

În perioada de încărcare tranzistorul Q_3 este blocat, deoarece și tranzistorul Q_D este blocat. Potențialul emitorului tranzistorului Q_3 este egal cu cel al

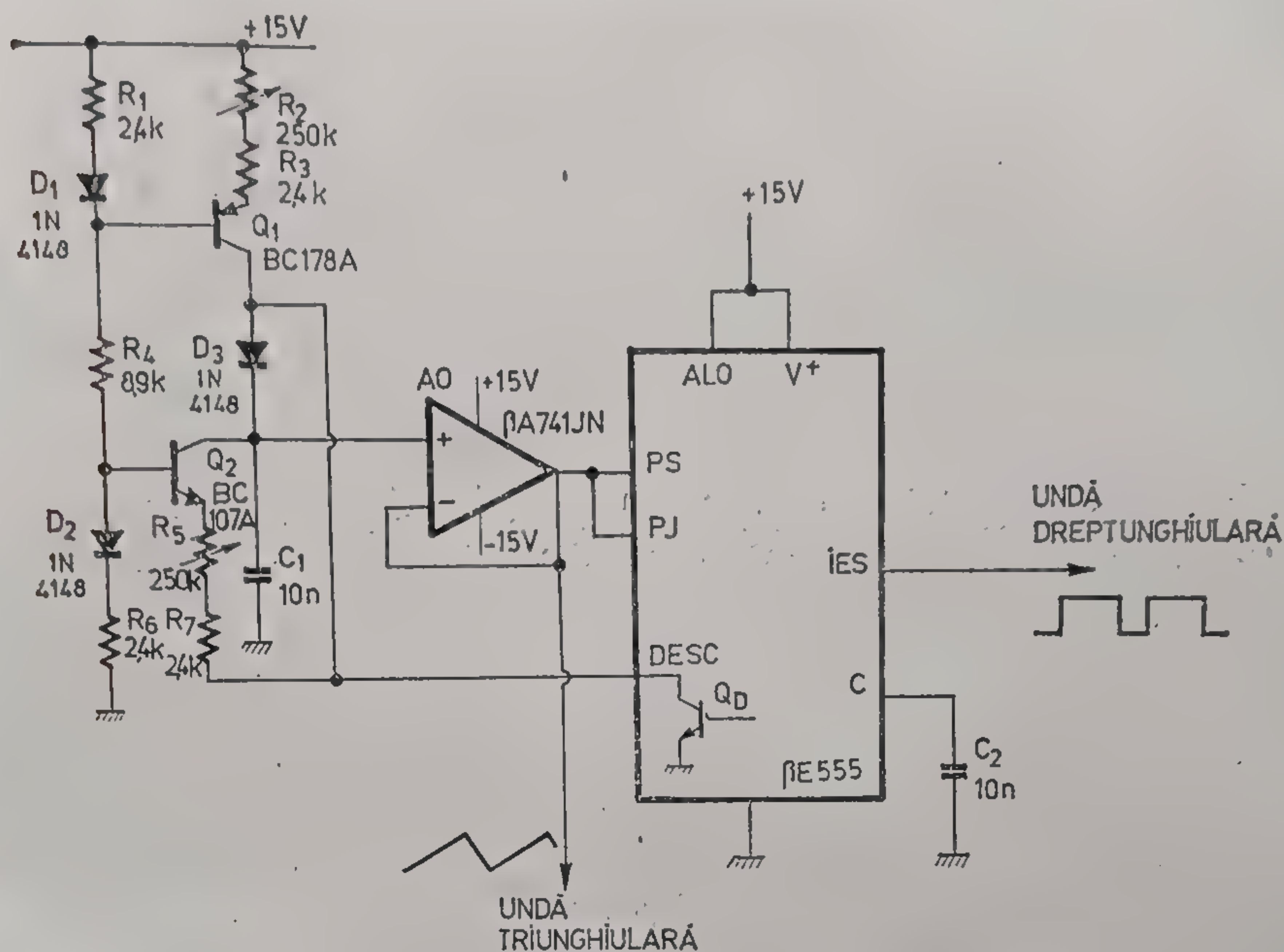


Fig. 1.82. Generator de funcții cu reglaje independente.

colectorului tranzistorului Q_1 , variind între $+5,6\text{ V}$ și $+10,6\text{ V}$, fiind însă mereu mai mare decât potențialul bazei tranzistorului Q_2 ($\approx 3,1\text{ V}$). Condensatorul C_1 se va încărca liniar pînă în momentul în care atinge tensiunea de prag sus ($+10\text{ V}$), moment în care tranzistorul de descărcare Q_D , din interiorul lui $\beta E 555$, se deschide. Acesta pune colectorul tranzistorului Q_1 la masă și, totodată, permite funcționarea ca generator de curent constant a tranzistorului Q_2 . Condensatorul C_1 se descarcă liniar cu viteza impusă de reglajul rezistenței R_5 . În tot acest timp dioda D_3 este blocată.

Reglaje vitezei de încărcare și descărcare sînt independente, fiind realizate prin intermediul rezistențelor R_2 și respectiv R_5 .

Se observă că joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_2 trebuie să fie capabilă să blocheze o tensiune de aproximativ 8 V fără să se străpungă. Tranzistorul $BC 107 A$ are o tensiune de străpungere emitor-bază de circa 11 V . În plus, cele două tranzistoare trebuie să prezinte o rezistență de ieșire mare, câștigul lor în curent nefiind în primă aproximație esențial.

Cu valorile din această schemă se pot obține viteze de creștere sau de descreștere cuprinse între $50\text{ }\mu\text{s}$ și 5 ms .

Pentru ieșirea dreptunghiulară, sincronă cu cea triunghiulară, se obțin reglaje independente pentru durata impulsurilor și pauza dintre ele.

Liniaritatea rampelor generate depinde în mare măsură de calitatea tranzistoarelor Q_1 și Q_2 .

1.6.40. Generarea unei salve de impulsuri dreptunghiulare

În foarte multe scheme de avertizare sonoră apare un oscilator de ton care intră în funcțiune la o comandă externă și durază un timp limitat, chiar dacă această comandă se menține. Un astfel de circuit poate fi realizat cu un oscilator de semnale dreptunghiulare echipat cu circuitul integrat $\beta E 555$, controlându-se pornirea și oprirea oscilațiilor prin terminalul de aducere la zero (ALO). Se reamintește că dacă terminalul ALO este la o tensiune mai mică decât $+0,4 \text{ V}$ ieșirea este forțată în 0, iar dacă această tensiune depășește $+1 \text{ V}$ circuitul începe să oscileze datorită rețelei de temporizare conectată în exterior.

● Schema de comandă este reprezentată în figura 1.83. Circuitul $\beta E 555$ este astfel conectat încât să poată să oscileze în impulsuri dreptunghiulare simetrice (vezi paragraful 1.36)

În regim de așteptare contactul K este deschis, tranzistorul Q_1 stă saturat și condensatorul C_1 este descărcat. Curentul care iese prin terminalul ALO nu are o valoare suficient de mare pentru a ridica potențialul peste $+0,4 \text{ V}$; ca urmare ieșirea circuitului $\beta E 555$ rămâne stabil în 0.

Atunci când se apasă pe contactul K , tranzistorul Q_1 se blochează și condensatorul C_1 începe să se încarce prin rezistențele R_2 , R_3 , R_4 . Curentul de încărcare provoacă creșterea potențialului terminalului ALO și implicit oscilațiile.

Curentul de încărcare al condensatorului C_1 scade în timp după o lege exponențială. Oscilațiile vor dura atât timp cât curentul de încărcare nu a scăzut la o asemenea valoare încât căderea de tensiune de pe rezistența R_4 să provoace blocarea lui $\beta E 555$. Pentru valorile din figură oscilațiile durează circa o secundă.

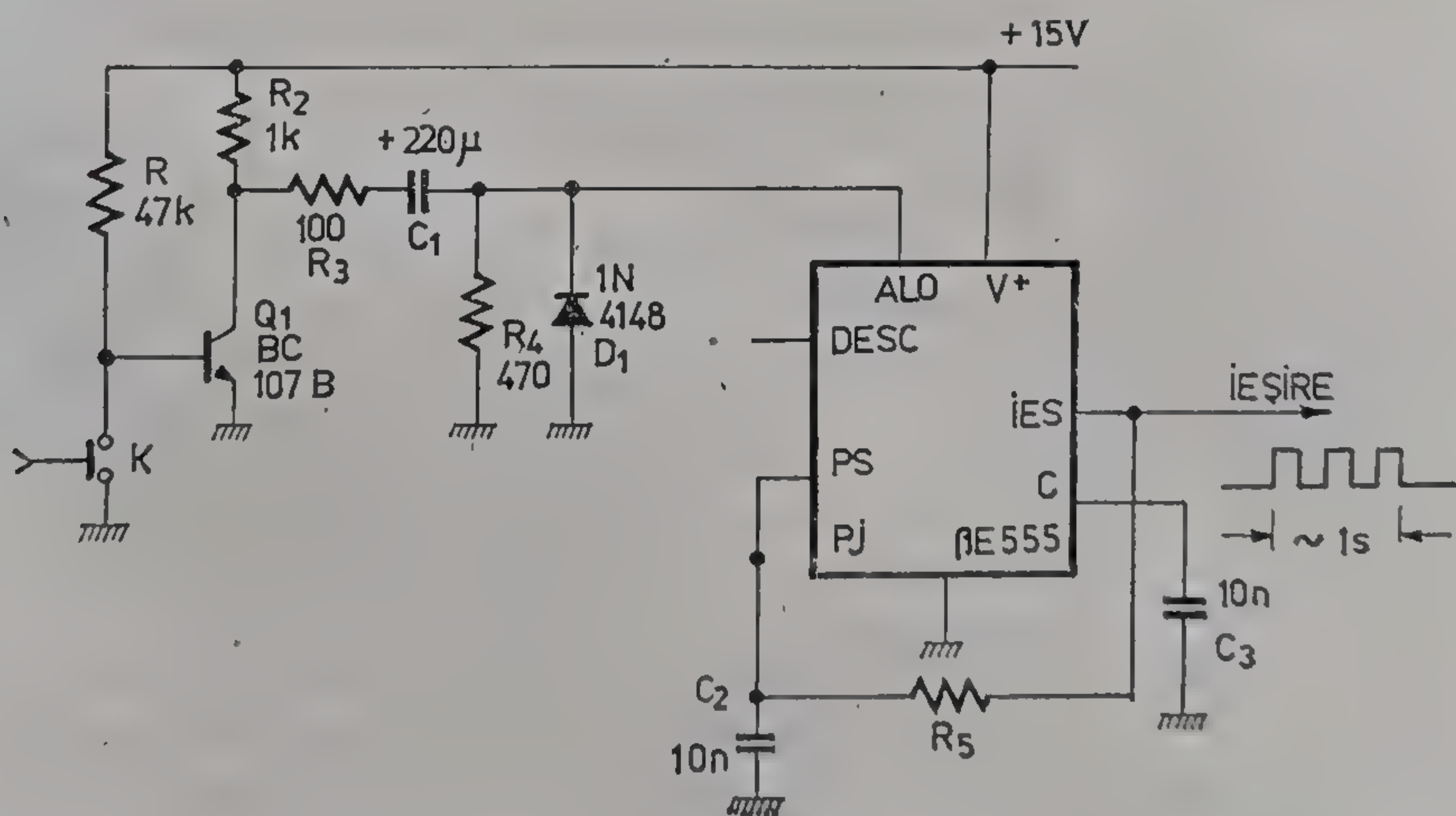


Fig. 1.83. Generarea unei salve de impulsuri dreptunghiulare.

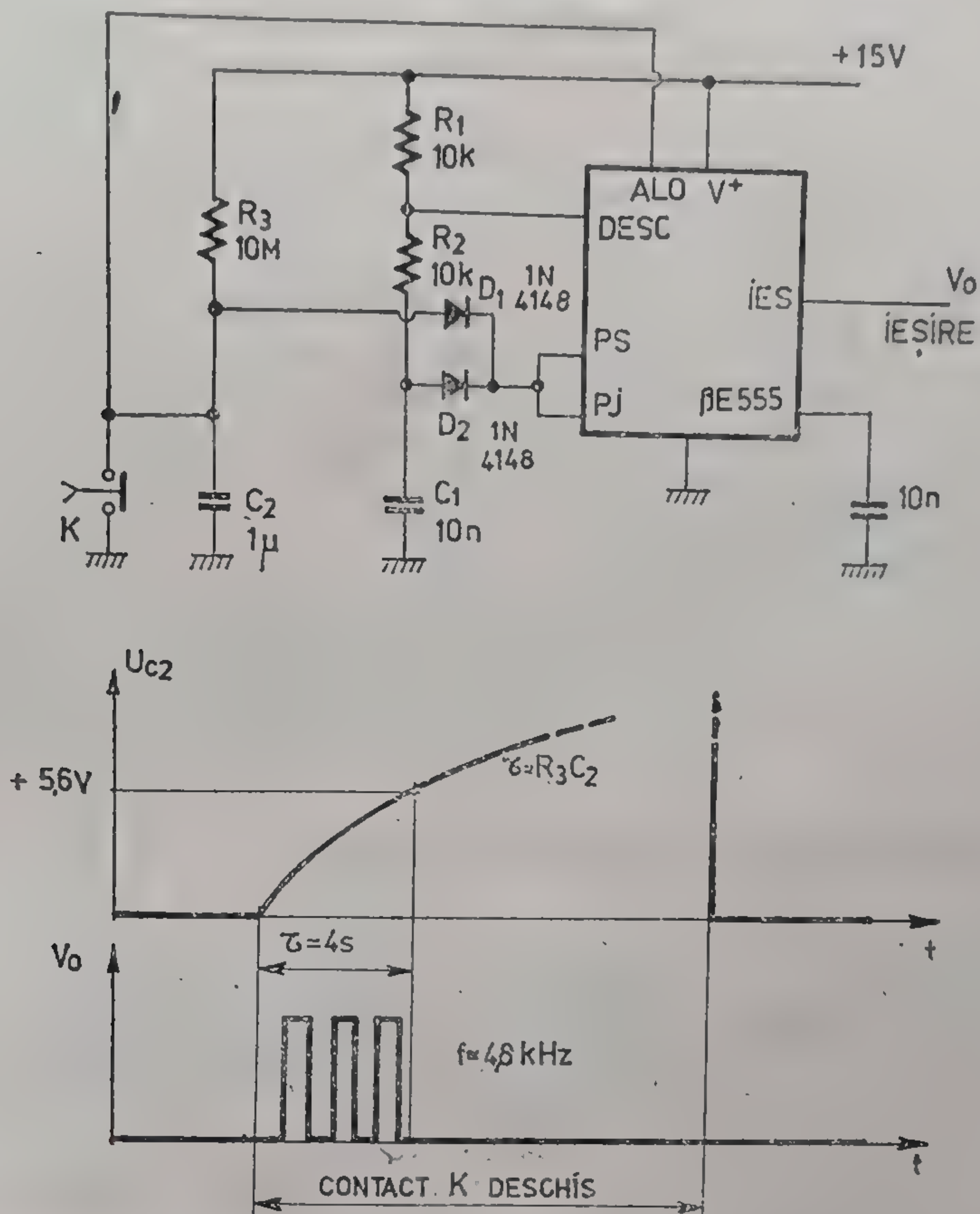


Fig. 1.84. Generator de salvă cu rețea dublă de temporizare.

Dacă contactul K se deschide în timpul „salvei” oscilațiile încetează imediat.

Schema revine la starea inițială prin eliberarea contactului K . Condensatorul C_1 încărcat cu toată tensiunea de alimentare se va descărca prin tranzistorul saturat și dioda D_1 care protejează circuitul de tensiuni negative mari. Rezistența R_3 limitează curentul de descărcare la valori nedistructive pentru Q_1 .

Frecvența oscilației se alege prin dimensionarea corespunzătoare a condensatorului C_2 și respectiv a rezistenței R_3 . De regulă aceste frecvențe se găsesc în gama audio, 400 Hz sau 1 kHz.

● Ca rețea externă de temporizare se pot imagina versiuni dintre cele mai diverse care duc la generarea unor multitudini de forme de oscilații în ieșire.

Un exemplu îl constituie schema din figura 1.84. Aici circuitul integrat are conectate două rețele de temporizare, și anume $R_3 C_2$ și $R_1 R_2 C_1$.

Prima ramură de temporizare, $R_1 R_2 C_1$ este standard pentru un oscilator cu βE 555. Sub acțiunea ei circuitul va oscila pe o frecvență de aproximativ 4,8 kHz.

Atunci când contactul K este închis, nu apar oscilații la ieșire, deoarece terminalul ALO este conectat la masă. La deschiderea contactului K tensiunea pe ALO depășește repede tensiunea de +1 V și devine inactiv. Circuitul începe să oscileze pe frecvențe de 4,8 kHz pe măsură ce tensiunea condensatorului C_2 crește, el încărcându-se prin rezistența R_3 . Deoarece în această situație tensiunea pe terminalele PS și PJ ale circuitului integrat βE 555 variază între +5 V și +10 V, dioda D_1 rămâne blocată. Când tensiunea pe condensatorul C_2 a crescut suficient ca să deschidă dioda D_1 ($\approx 5,6$ V) ea va împiedica scăderea tensiunii terminalelor PS și PJ sub +5 V. Altfel spus, rețeaua $R_1 R_2 C$ nu va mai reuși să aducă circuitul basculant intern din βE 555 în starea 1, dioda D_2 blocându-se.

Oscilațiile se opresc, deoarece controlul asupra lui βE 555 îl capătă rețeaua $R_3 C_2$. Condensatorul C_1 se descarcă pînă la zero, iar starea de 0 este menținută de condensatorul C_2 care se încarcă pînă la tensiunea de alimentare (dioda D_1 este deschisă pe cînd dioda D_2 rămîne blocată).

1.6.41. Regulator de tensiune pentru automobile

Reglatoarele de tensiune întîlnite de regulă în automobilele echipate cu alternator sînt de tipul electromecanic. Atunci cînd tensiunea generată de alternator (după redresare) depășește o valoare maximă, regulatorul de tensiune trebuie să provoace o scădere a acesteia prin scăderea curentului de excitație. Cu circuitul integrat βE 555 se poate îndeplini această funcție, înlocuind dispozitivele electromecanice, scumpe, nefiabale și neprecise. Circuitul este desenat în figura 1.85 și comandă curentul de excitație prin intermediul unei conexiuni Darlington de putere.

La terminalul de *CONTROL* se conectează o tensiune de referință compensată cu temperatura formată din diodele D_1 , D_2 , D_3 și DZ a cărei valoare este de circa 7,7 V.

În acest mod se stabilizează pragurile de basculare ale comparatoarelor din βE 555 față de tensiunea de alimentare V_{BAT} sau se poate conferi regulatorului un anumit coeficient de variație a tensiunii cu temperatura.

Comparatoarele de „SUS” și de „JOS” urmăresc tensiunea de alimentare a automobilului V_{BAT} prin intermediul a doi potențimetri de reglaj.

Dacă tensiunea V_{BAT} scade sub o anumită valoare atunci terminalul PJ comandă ca tensiunea de ieșire din βE 555 să comute la 1. Tranzistorul de putere 2N 3055 se saturează. Curentul ce trece prin excitația alternatorului este mare și limitat de rezistența înfășurării de excitație și de rezistența R^* care se dimensionează în funcție de alternatorul utilizat. Când tensiunea V_{BAT} este peste valoarea considerată admisă, terminalul PS va aduce tranzistorul de putere în starea blocat. Tăindu-se curentul de excitație, tensiunea generată de alternator coboară. În acest mod circuitul βE 555 oscilează cu un factor

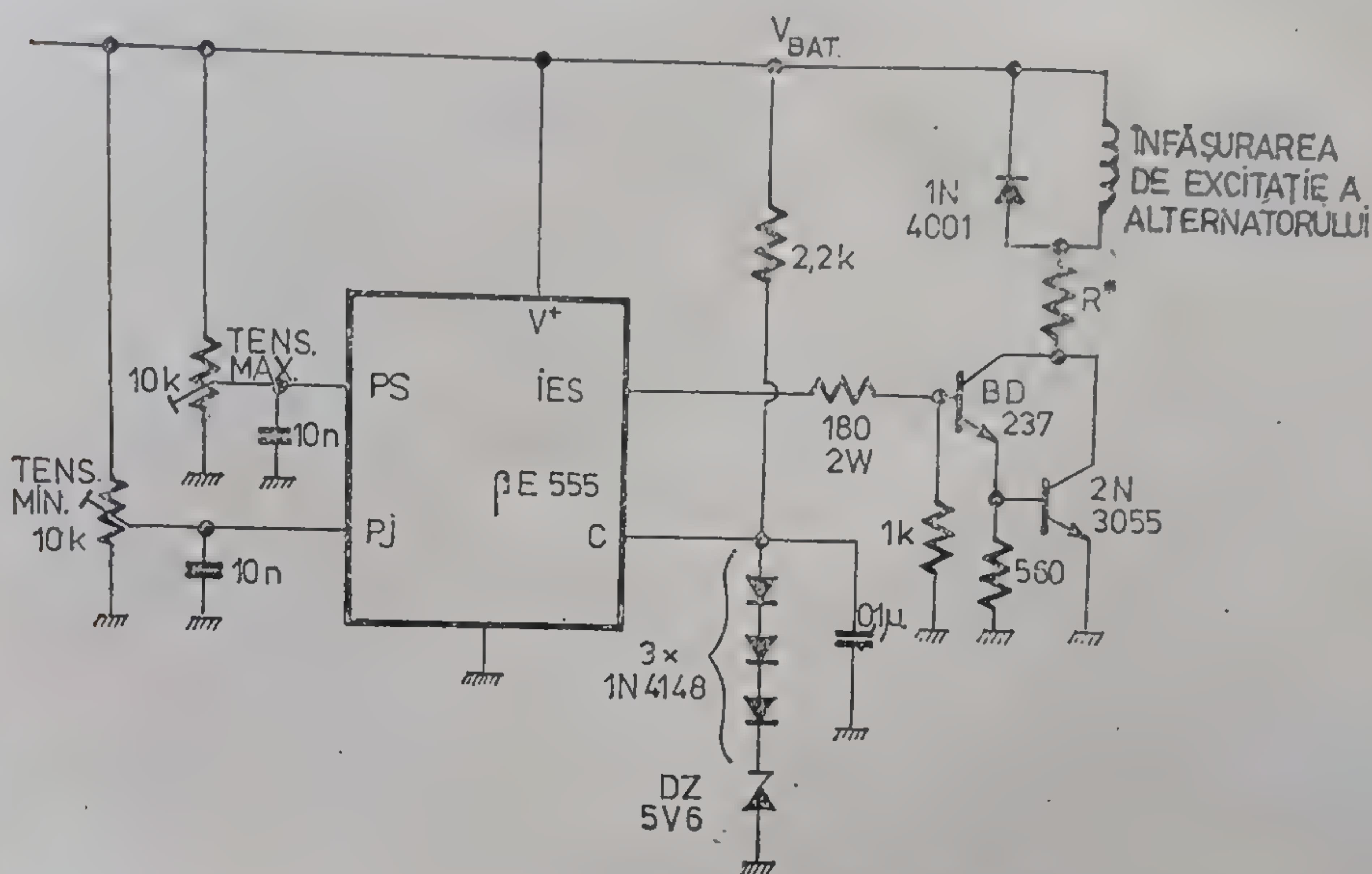


Fig. 1.85. Regulator de tensiune pentru automobile.

de umplere care să satisfacă condițiile de sarcină variabilă impuse alternatorului.

Tensiunea maximă și tensiunea minimă admise ca variație pe ieșirea alternatorului (și filtrată de baterie) se reglează din potențiometrii conectați la terminalele *PS* și *PJ*.

1.6.42. Traductor tensometric digital fără convertor *A/D*

În jurul unui numărător reversibil (*CDB 4192*) se poate construi un traductor tensometric digital utilizând circuitul $\beta E 555$ într-o schemă de astabil. Este o schemă ce utilizează piese care pot fi găsite în orice laborator.

Circuitul integrat notat pe schema din figura 1.86 cu CI_1 este un multi-vibrator astabil pentru care sînt valabile următoarele relații:

$$t_1 = 0,685(R_1 + R_2)C - \text{încărcarea condensatorului } C,$$

$$t_2 = 0,685R_2C - \text{descărcarea condensatorului } C.$$

Rezistențele R_1 și R_2 sînt niște mărci tensometrice lipite pe suprafața pe care se măsoară tensiunea mecanică. Valorile lor sînt direct proporționale cu forța aplicată. În cazul de față cele două rezistențe R_1 și R_2 sînt egale și au valoarea nominală de 120Ω . Rezistența r servește ca potențiomtru de nul. Cele două rezistențe sînt astfel cablate încît diferența $(R_1 - R_2)$ devine pozitivă atunci cînd se aplică efortul de măsurat.

Atunci cînd ieșirea circuitului este în starea 1 numărătorul CI_3 avansează cu o viteză $f/2$, unde f este frecvența unui oscilator pilot, iar $f/2$ este frecvența unde obținută din divizorul CI_3 .

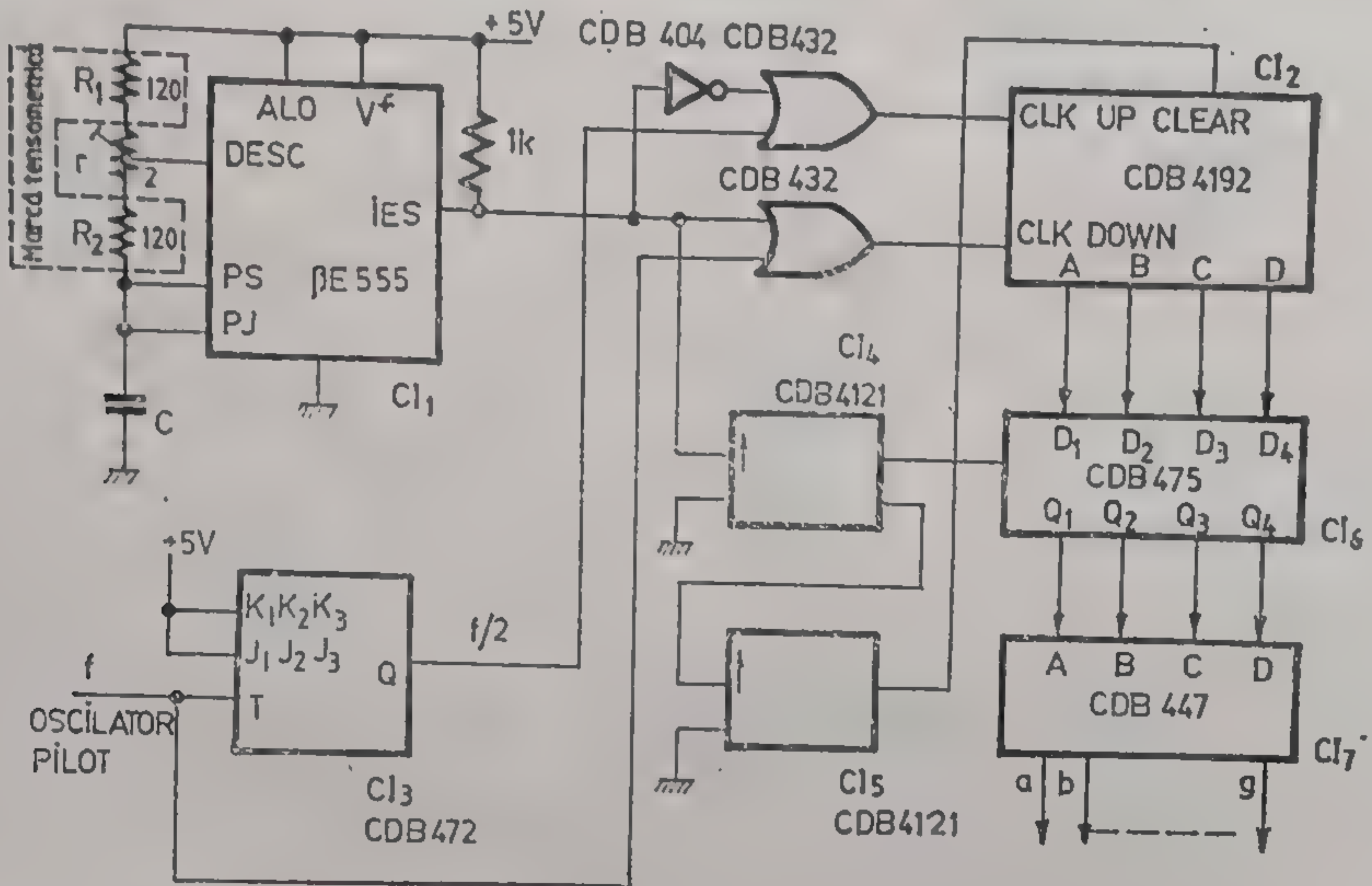


Fig. 1.86. Traductor tensometric digit al.

Atunci când ieșirea circuitului CI_1 este în starea 0 în numărător se acumulează N impulsuri:

$$N = (t_1 f) / 2 - t_2 f,$$

sau

$$N = 0,685 f (R_1 + R_2) \frac{C}{2} - 0,685 f R_2 C$$

$$N = 0,685 f \frac{C}{2} (R_1 - R_2)$$

$$N = K (R_1 - R_2)$$

Din ultima relație reiese că numărul N conținut de numărătorul CI_6 la sfârșitul unui ciclu al lui CI_1 este proporțional cu efortul „citit” de marca tensometrică. Factorul de proporționalitate K este egal cu $0,3425 fC$, și poate fi fixat prin alegerea convenabilă a mărimilor f și C .

Celelalte circuite CI_4 , CI_5 , CI_6 , CI_7 servesc la reținerea numărului N într-o memorie auxiliară (CI_6) în vederea afișării sale pe un afișaj luminos cu șapte segmente.

Când ieșirea lui CI_1 începe un nou ciclu monostabilul CI_4 este triggerat, înscriindu-se în CI_6 valoarea numărătorului CI_2 din acel moment. Impulsul livrat de monostabil este scurt (circa 50 ns) pentru a extrage rapid conținutul numărătorului și declanșează în continuare un al doilea monostabil CI_5 , care aduce numărătorul la zero.

1.6.43. Convertor analog — digital logaritmice

În figura 1.87 este prezentată schema unui convertor analog digital de 12 biți. Ieșirea numerică reprezintă logaritmul natural al tensiunii de intrare, aceasta fiind cuprinsă într-o plajă de 1 mV ... 1 V, adică 60 dB.

Funcționarea se bazează pe faptul că viteza de scădere a tensiunii de la bornele unui condensator, încărcat inițial, și șuntat de o rezistență, este proporțională cu logaritmul raportului dintre tensiunea inițială și cea instantanee.

Legea de variație a tensiunii la bornele unui condensator C care se descarcă printr-o rezistență R este

$$v = V_0 e^{-t/RC},$$

unde V_0 este tensiunea inițială, sau

$$t = -RC \ln \frac{v}{V_0}.$$

Să notăm cu t_i timpul necesar condensatorului să se descarce de la V_0 la o tensiune V_i . În acest timp t_i , un numărător care numără *invers* scade cu

$$n = ft_i = -fRC \ln \frac{V_i}{V_0},$$

unde f este frecvența impulsurilor de la intrarea numărătorului.

Dacă numărul inițial conținut în numărător este n_i , atunci numărul final la care el ajunge pe durata t_i este:

$$n_f = n_i - n = n_i + fRC \ln \frac{V_i}{V_0}.$$

Pentru următoarele valori:

$$V_0 = 1000 \text{ mV},$$

$$n_i = 690,$$

$$fRC = 100,$$

rezultă:

$$n_f = 690 + 100 \ln V_i - 100 \ln 1000 = 100 \ln V_i.$$

Circuitul reprezentat în figura 1.87 funcționează pe principiul arătat mai sus. Când ieșirea circuitului integrat $\beta E 555 - CI_4$ este 1, lanțul de numărare CI_1, CI_2, CI_3 este forțat să încarce numărul ce i se prezintă pe intrările $ABCD$. Acest număr trebuie să fie 690; deci:

$$CI_1 \rightarrow 6 \rightarrow A = 0, B = 1, C = 1, D = 0$$

$$CI_2 \rightarrow 9 \rightarrow A = 1, B = 0, C = 0, D = 1$$

$$CI_3 \rightarrow 0 \rightarrow A = 0, B = 0, C = 0, D = 0$$

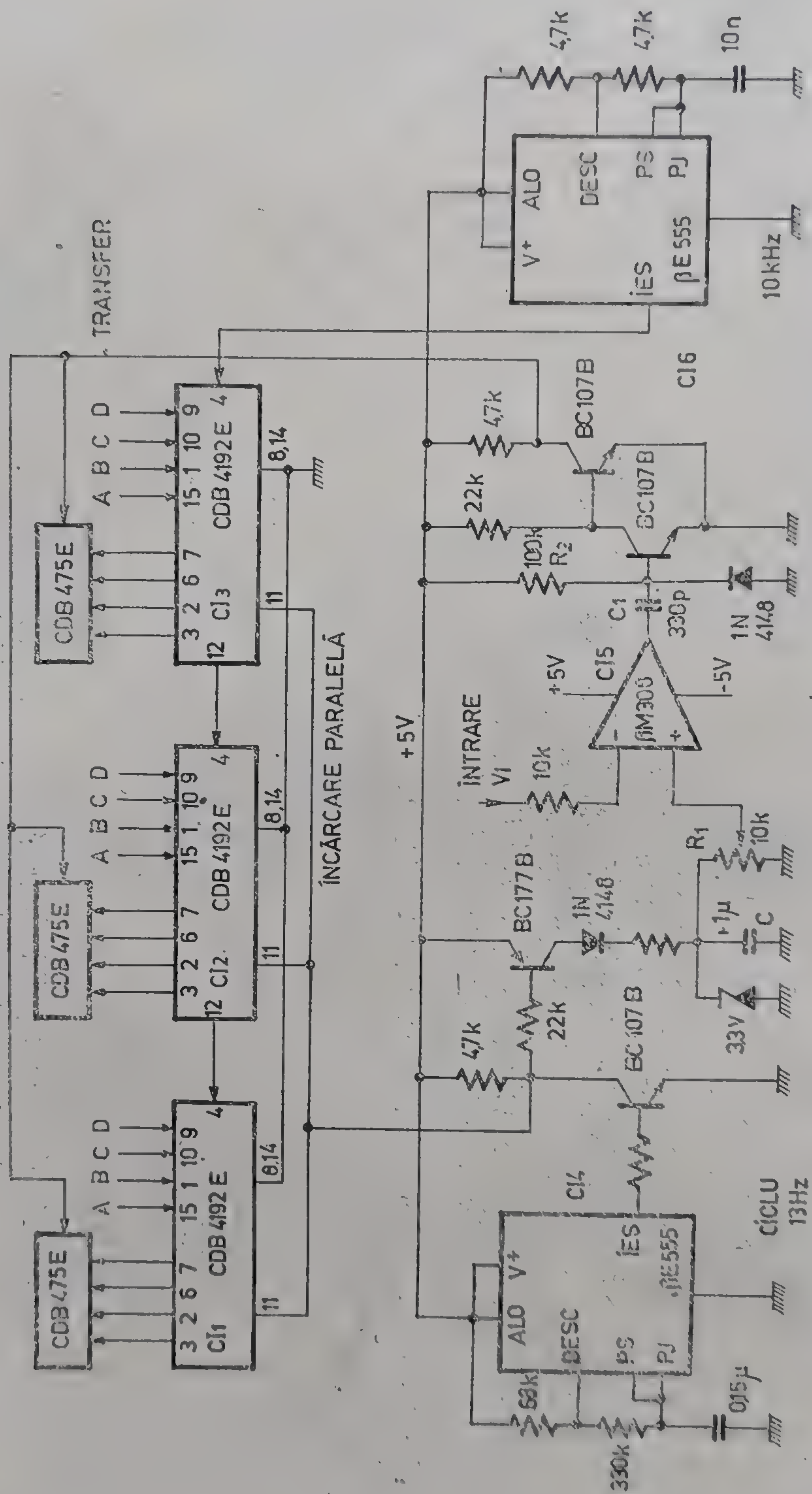


Fig. 1.87. Convertor A/D logaritm.

În același timp condensatorul C este încărcat la 3,3 V. Potențiometrul R_1 facilitează reglarea acestei tensiuni, aplicând intrării neinversoare a comparatorului CI_5 o tensiune de 1 V.

Când ieșirea lui CI_4 coboară la 0, lanțul de numărare încărcat inițial cu 690 începe să descrească în ritmul frecvenței de 10 kHz impusă de oscilatorul astabil CI_6 . Condensatorul C se descarcă și când tensiunea de pe el, divizată de potențiometrul R_1 , ajunge la V_1 , comparatorul CI_5 basculează. Printr-o rețea de derivare, R_1C_9 , se generează un impuls scurt care transferă numărul curent aflat în numărător într-o memorie formată din CDB 475. Secvența se repetă sub controlul circuitului CI_4 (13 Hz).

Se poate spune că în acest caz viteza de eșantionare este de 13 Hz. Numărul memorat în CDB 475 constituie reprezentarea numerică a logaritmului natural al tensiunii de intrare (tensiunea de intrare fiind exprimată în mV).

O astfel de schemă își găsește de exemplu, o utilizare imediată într-un milivoltmetru numeric calibrat în decibeli.

1.6.44. Alarmă întârziată

O problemă curent întâlnită în circuitele de alarmare industrială o constituie selecția între adevăratul semnal de alarmă și diverse semnale false, tranzitorii. O soluție bună în acest caz o constituie întârzierea deciziei de alarmare cu o durată de timp rezonabilă pentru a fi siguri că nu este de fapt un semnal parazit tranzitoriu.

Circuitul cu care se realizează alarma este constituit dintr-un βE 555 în montaj de multivibrator astabil, un tranzistor Q_1 și câteva diode — figura 1.88.

În perioada inactivă, comutatorul K stă deschis, tensiunea de intrare este de circa +2 V, iar tranzistorul Q_1 este saturat. Dioda D_1 este deschisă, impunând tensiunea terminalului de control a lui βE 555 la circa 1 V. Dioda D_2 este blocată, iar dioda D_3 aduce potențialul terminalului PS a lui βE 555 cu circa 1,5 V mai mare decât tensiunea terminalului de control.

Condensatorul C_1 este încărcat la circa 1 V, iar ieșirea circuitului βE 555 este la 0. Dioda D_4 este blocată.

Perioada de așteptare începe prin închiderea contactului K . Tranzistorul Q_1 se blochează, dioda D_1 se blochează și tensiunea terminalului de control crește la circa 3,84 V (rezistența R este în paralel cu rețeaua de 5 k Ω din interiorul lui βE 555).

Condensatorul C_1 se încarcă prin dioda D_2 , rezistența R_6 , terminalul $DESC$. Potențialul terminalelor PJ , PS sare la circa 14 V, asigurând rămânerea ieșirii în starea 0, și scade exponențial. Când se ajunge la circa $V^+/2$, ieșirea circuitului βE 555 trece în starea 1, intrîndu-se în perioada de alarmare.

Timpul de așteptare este dat de relația:

$$t_a = R_6 C_1 \ln \frac{V^+}{V^+ - (V_f - V_1)}$$

unde V^+ este tensiunea de alimentare, V_1 tensiunea inițială pe condensatorul C_1 ($\approx 0,5$ V) iar V_f tensiunea finală ($\approx 6,5$ V).

1.6.45 Temporizator multiplu

Pentru un oscilator astabil simetric se poate imagina un sistem logic de comutare a constantei de timp de oscilație (figura 1.89). Se folosește o combinație CI_3 , CI_2 , (CDB 490, CDB 442) care poate da zece stări logice secvențiale. Ieșirile circuitului CI_3 (CDB 442) sînt de tipul colector deschis. Pentru orice ieșire a circuitului care nu corespunde combinației logice din intrare, tranzistorul de ieșire intern este blocat și astfel condensatorul legat la respectiva ieșire apare cu o armătură în aer — figura 1.89. Din contră, atunci cînd numărul ieșirii corespunde combinației logice din intrare, tranzistorul de ieșire se saturează, oferind condensatorului legat de ea legătura la masă. În acest

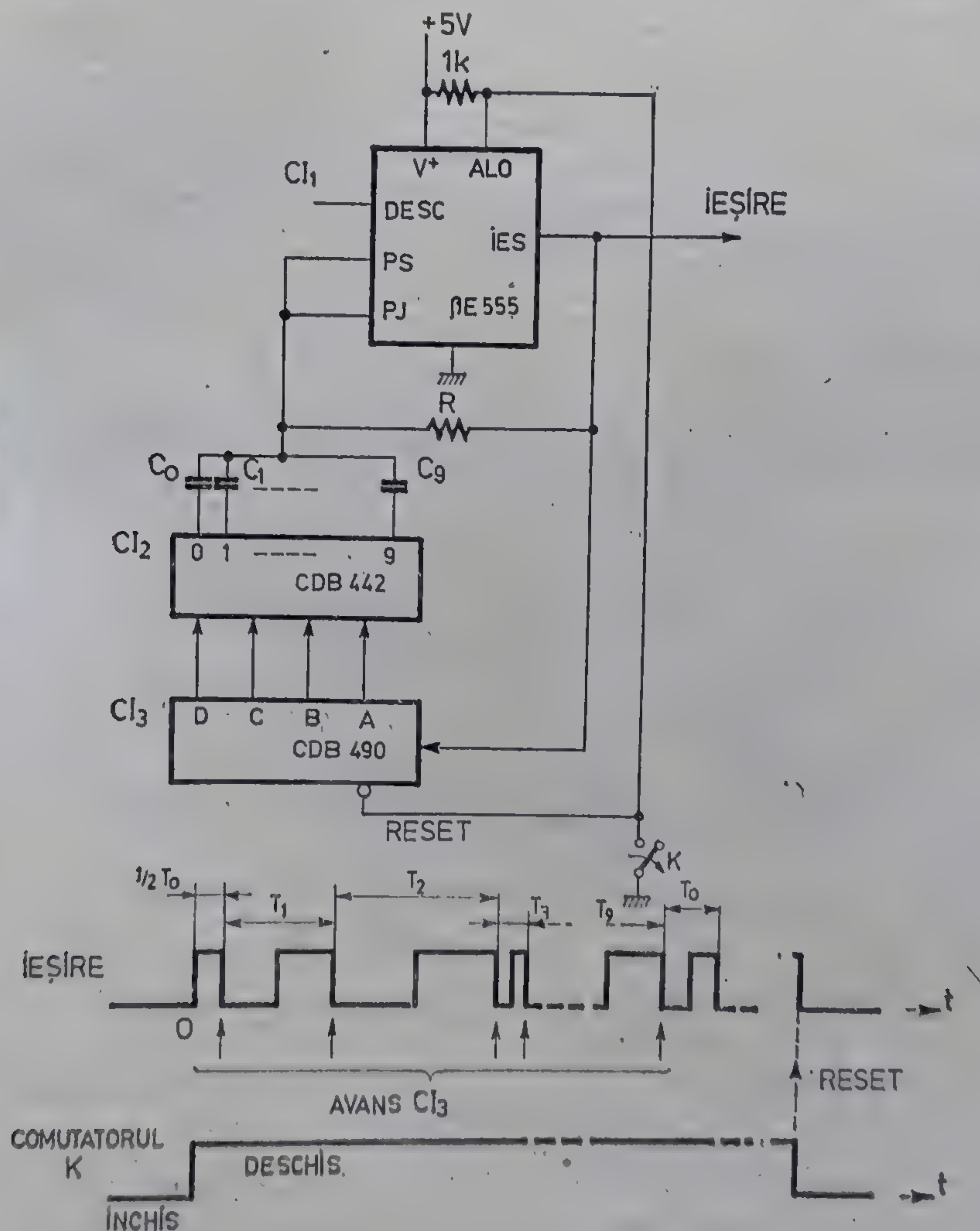


Fig. 1.89. Temporizator multiplu.

mod se pot cupla sau decupla condensatoarele de temporizare dintr-un oscilator echipat cu $\beta E 555$.

Numărătorul decadic CDB 490 comandă intrările decodorului CI_2 . Avansul număratorului decadic se produce pentru fiecare tranziție negativă a tensiunii din ieșirea lui CI_1 ($\beta E 555$).

Startul secvenței de programare este inițiat de deschiderea contactului K . Pînă atunci numărătorul era oprit pe zero, iar oscilatorul $\beta E 555$ stă cu ieșirea în 0 (ALO la 0). Deschiderea contactului K eliberează circuitul $\beta E 555$ și temporizarea începe pe condensatorul C_0 , deoarece numărătorul CI_3 conține numărul zero. La prima tranziție negativă a ieșirii lui CI_4 numărătorul CI_3 avansează cu 1, cuplînd astfel următorul condensator C_1 .

Se remarcă astfel că primul ciclu, T_0 , este incomplet, fiind egal cu jumătatea perioadei corespunzătoare condensatorului C_0 . Acest lucru nu se mai întîmplă pentru o funcționare continuă cînd se trece de la etapa 9 la etapa 0.

Oscilațiile încetează imediat, atunci cînd contactul K este închis la masă; ieșirea trece în 0 și în același timp numărătorul este repositionat la zero.

O asemenea schemă înlocuiește un lanț de zece circuite $\beta E 555$ conectate unul după altul ca în figura 1.37. O aplicație interesantă este soneria muzicală reprezentată în figura 1.90.

1.6.46. Sonerie muzicală

Temporizatorul multiplu din figura 1.89 constituie generatorul de ritm pentru soneria muzicală din figura 1.90, astfel încît pentru fiecare perioadă se

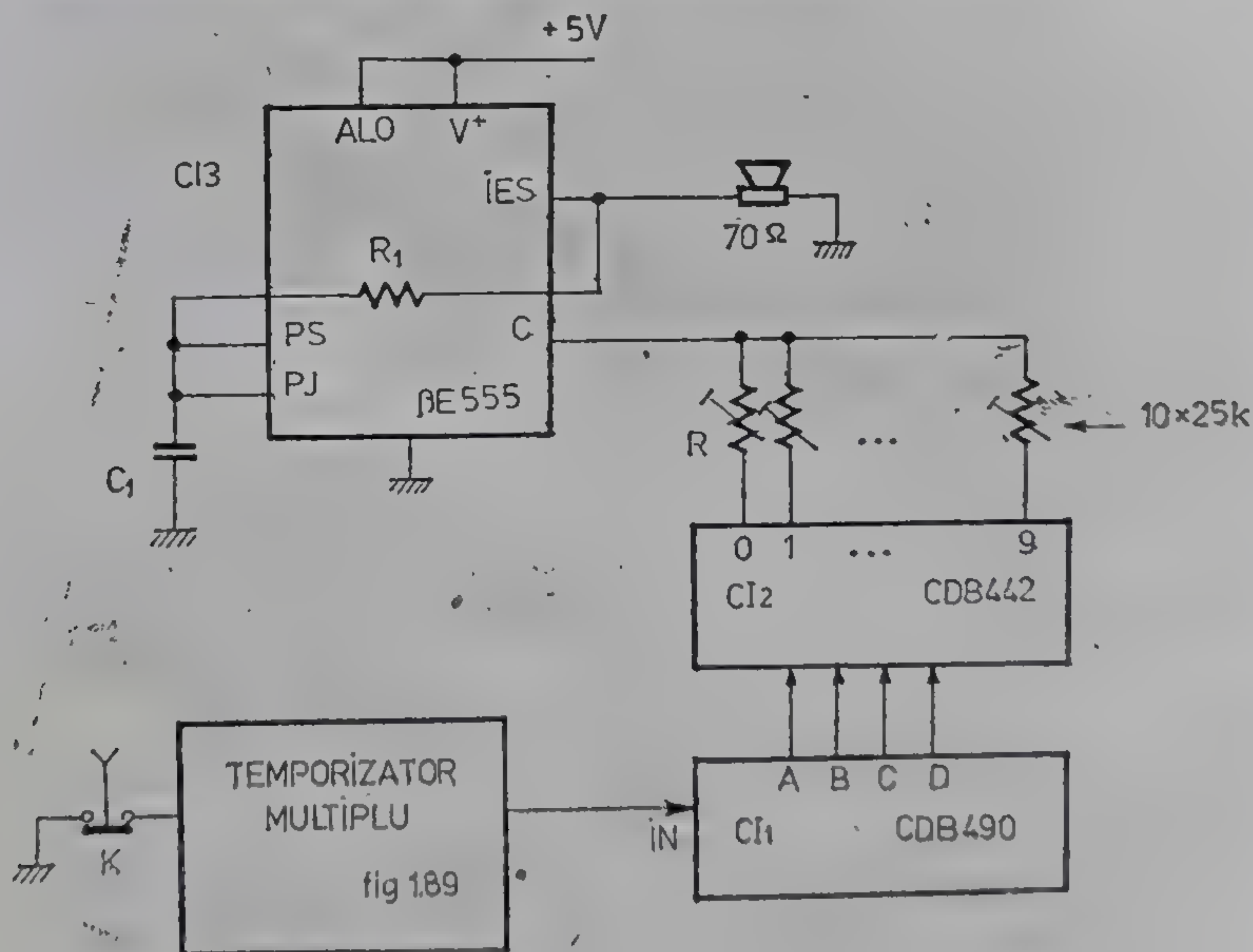


Fig. 1.90, Sonerie muzicală

schimbă frecvența oscilatorului astabil realizat cu βE 555. Variația frecvenței acestui oscilator este obținută prin conectarea secvențială a diverselor rezistențe R , ceea ce modifică tensiunea de control. Constanta de timp $R_1 C_1$ se dimensionează astfel încât pentru o rezistență de $25 \text{ k}\Omega$ conectată între terminalul de control și masă să se obțină frecvența maximă dorită.

Se obține astfel o sonerie muzicală capabilă de a genera zece note diferite cu zece durate diferite.

1.6.47. Sirene

Folosind oscilatoare audio cu βE 555 se pot construi sirene pentru diverse jucării care să imite diverse semnale sonore.

● În figura 1.91 este desenată o schemă cu două circuite integrate βE 555 care imită soneria de telefon. Se obține o secvență de trenuri de impulsuri de 800 Hz . Primul circuit integrat CI_1 este un generator de 800 Hz .

Circuitul integrat CI_2 este un astabil de o secundă care, prin dioda D_1 , comandă generarea oscilațiilor de 800 Hz sau blocarea lor. Când terminalul IES a lui CI_2 este în 1, dioda D_1 se deschide, șuntând condensatorul C_3 . Se împiedică astfel oscilațiile circuitului CI_1 .

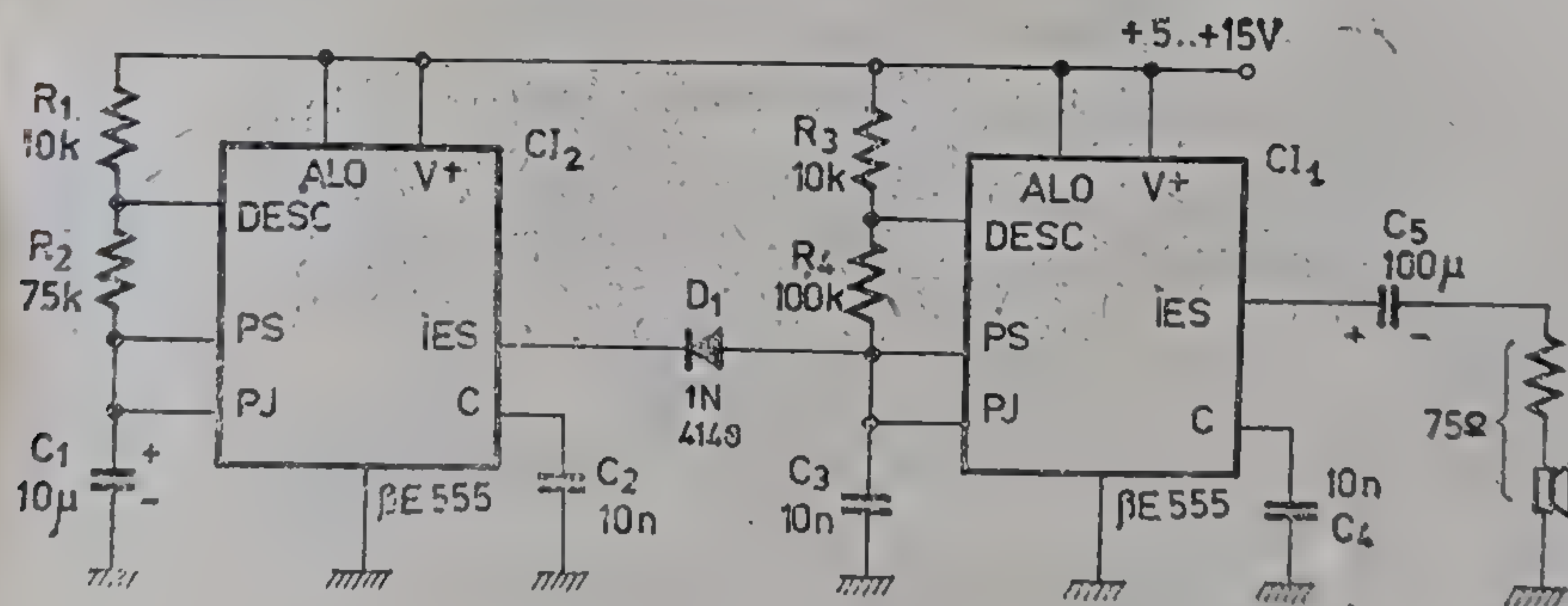


Fig. 1.91. Sirenă care imită soneria unui telefon.

● Schema desenată în figura 1.92 simulează sunetul sirenei poliției britanice. Circuitul integrat CI_1 este un oscilator audio. Circuitul CI_2 este un multivibrator astabil de 1 Hz care modulează în frecvență oscilația circuitului CI_1 prin rezistența R_5 . Astfel, frecvența de ieșire a lui CI_1 variază simetric între 500 Hz și 440 Hz timp de 1 secundă pentru fiecare ciclu.

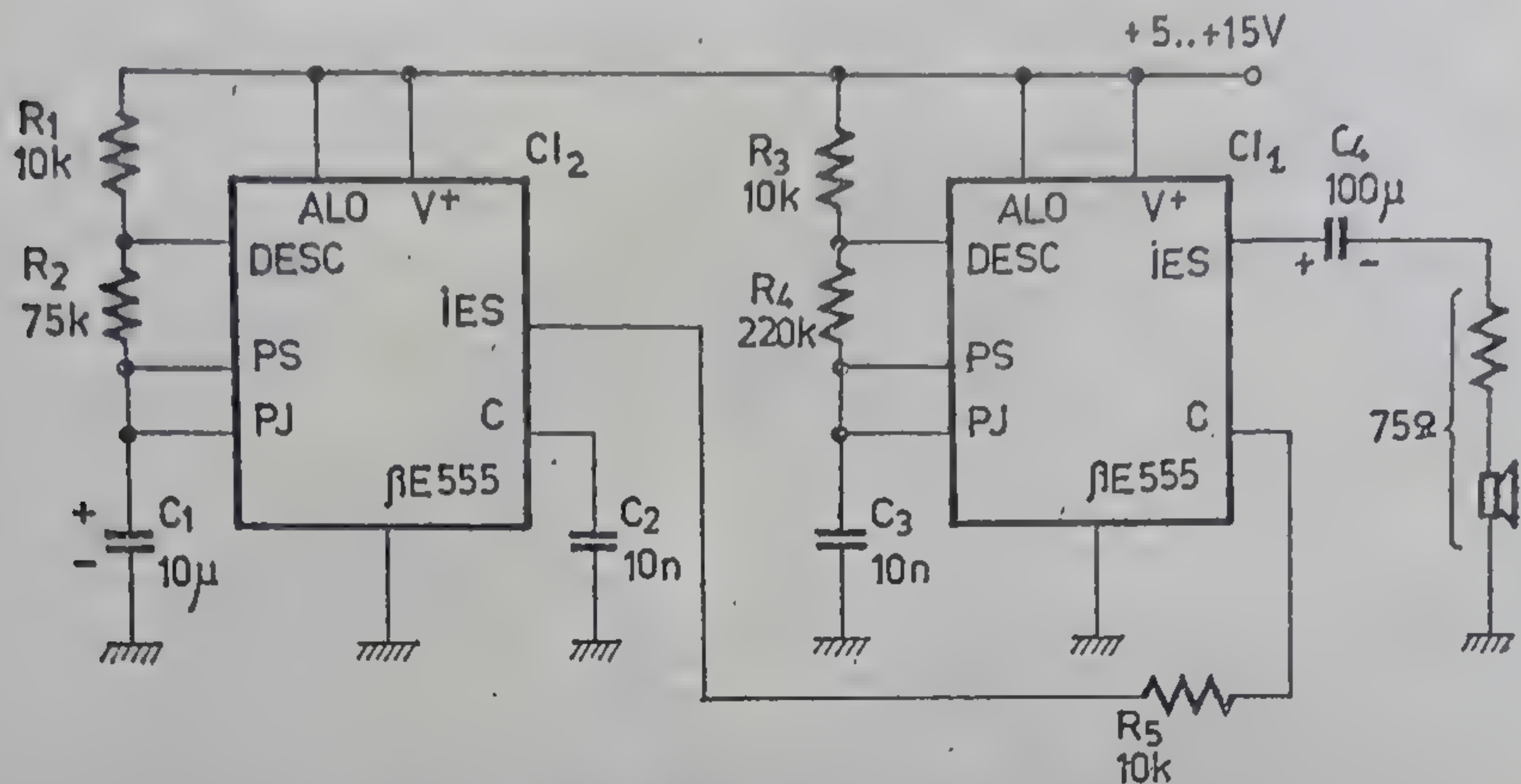


Fig. 1.92. Circuit care imită sunetul sirenei poliției britanice.

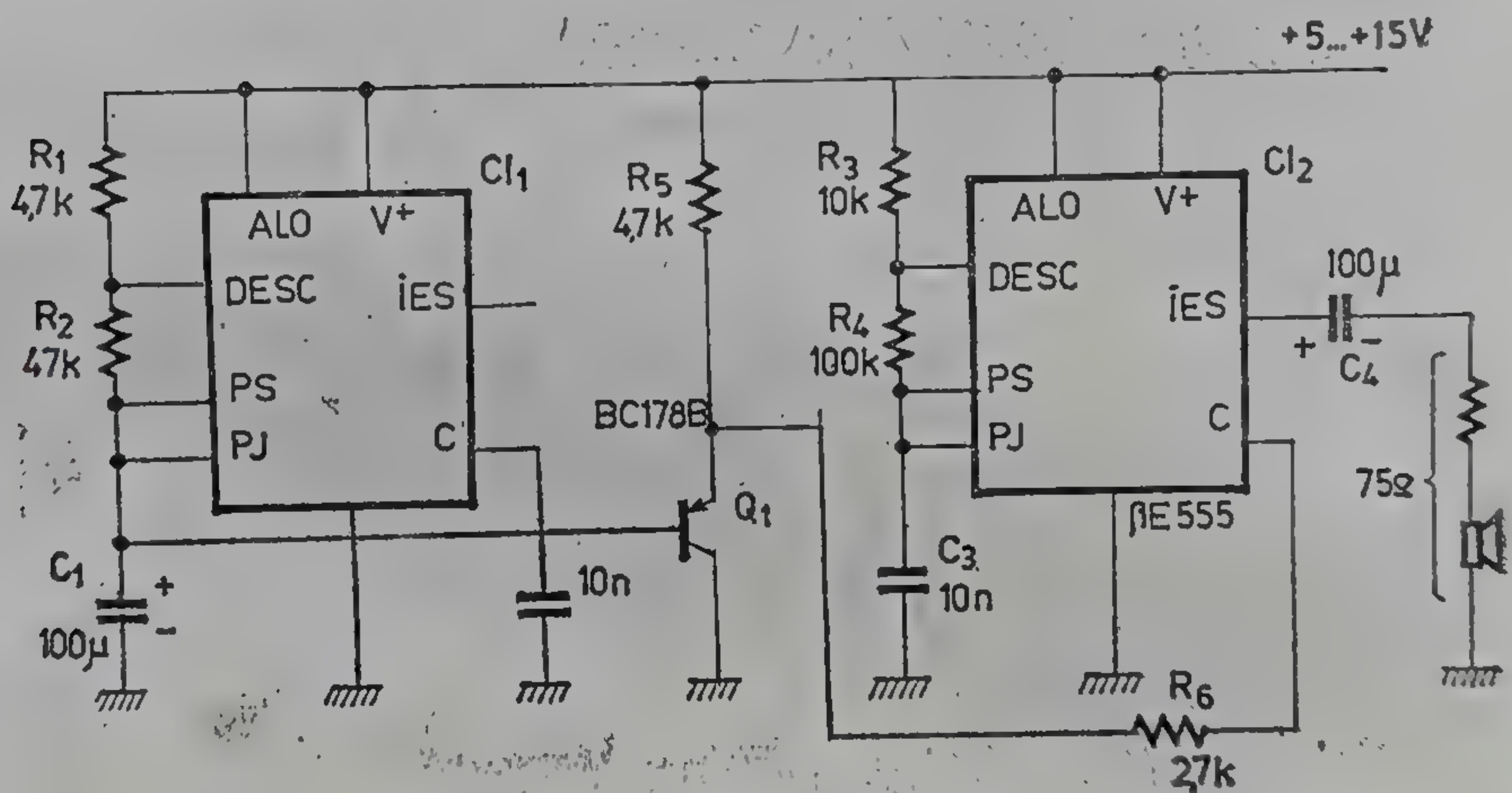


Fig. 1.93. Circuit care imită sunetul sirenei poliției americane.

• O sirenă ceva mai complicată este cea din figura 1.93; ea simulează sirena poliției americane. Circuitul astabil CI_1 are o perioadă de aproximativ 6 secunde. Tensiunea în dinți de ferăstrău de pe condensatorul C_1 , lent variabilă în timp, modulează în frecvență oscilatorul audio CI_2 . Călea de modulație este constituită de repetorul pe emitor Q_1 și rezistența R_4 , acționându-se pe intrarea de control a lui CI_2 .

Oscilatorul CI_1 are o frecvență centrală de aproximativ 800 Hz. Frecvența semnalului de ieșire variază în jurul acestei valori, crescând timp de 3 secunde pentru ca apoi pentru alte 3 secunde să descrească.

1.6.48. Avertizoare sonore

Deoarece cu un circuit integrat $\beta E 555$ se pot construi ușor oscilatoare audio, iar ieșirea circuitului este relativ puternică realizarea de avertizoare și alarme constituie aplicații uzuale pentru acest circuit integrat.

● În figura 1.94 se indică schema unui oscilator de bază care emite un ton de 800 Hz direct în difuzor. Impedanța difuzorului care se poate cupla direct la ieșirea lui $\beta E 555$ este de minimum 75Ω pentru a nu depăși curentul maxim de vîrf admis. (200 mA). Pentru difuzoare de impedanță mai mică decît 75Ω se va înseria o rezistență pentru a ajunge la această valoare. În cazul unui difuzor de 75Ω și la o alimentare de 14 V puterea de ieșire este mai mare de 0,75 W.

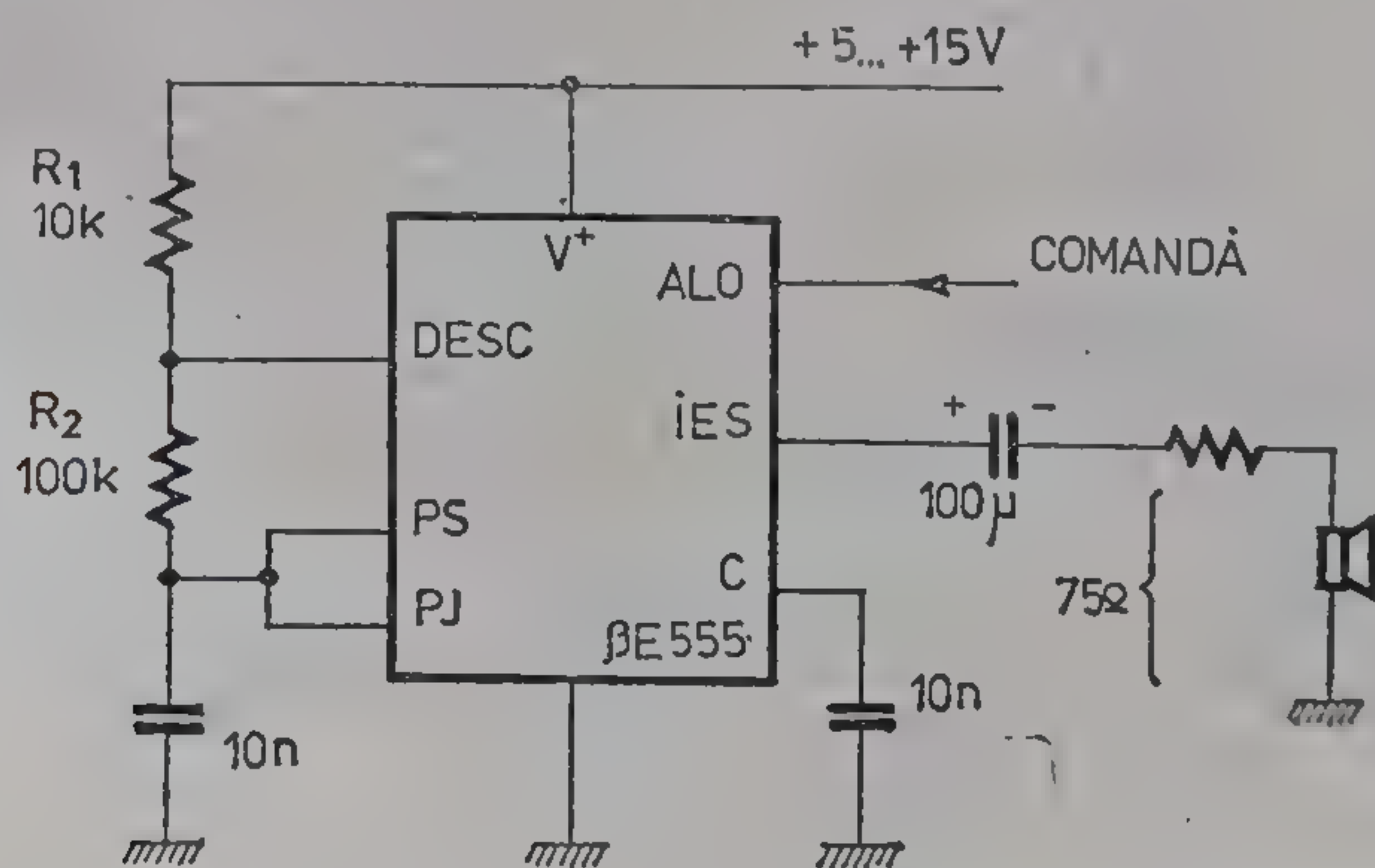


Fig. 1.94. Avertizor sonor.

● Adaptarea diverselor traductoare la avertizorul audio din figura 1.94 se poate face conform schemelor din figura 1.95. Toate aceste adaptoare se bazează pe faptul că oscilatorul cu $\beta E 555$ își încetează funcționarea în cazul în care terminalul ALO este conectat la masă și este liber să oscileze dacă tensiunea terminalului ALO este crescută peste 1 V.

Fotorezistența utilizată în schemele din figura 1.95 trebuie să prezinte o rezistență de $470 \Omega \dots 10 k\Omega$ la nivelul de iluminare specificat. Ajustarea

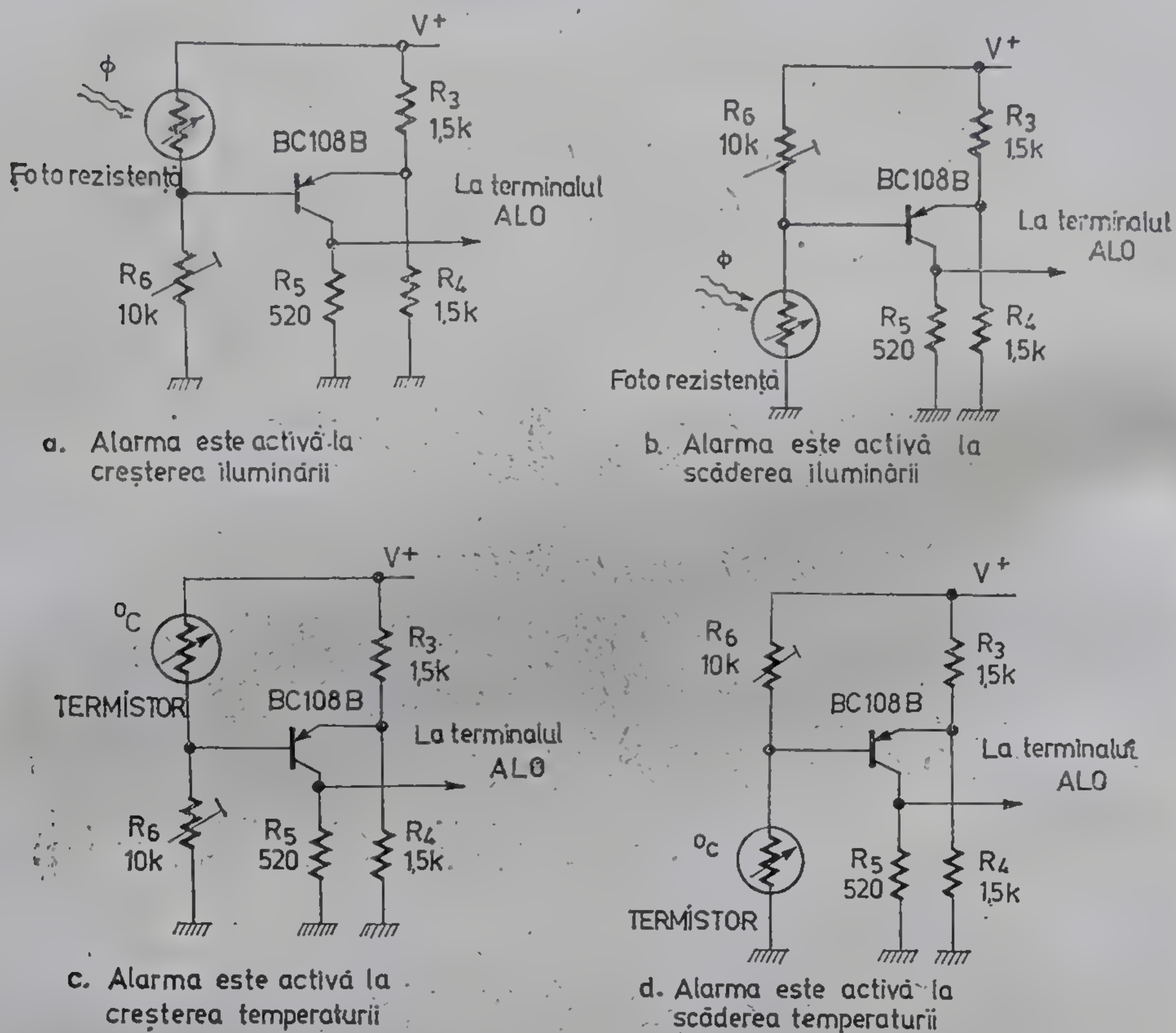


Fig. 1.95. Scheme de adaptare la avertizorul sonor.

pragului de alarmare se realizează din potențiometrul R_6 . Termistorul trebuie să posede un coeficient de temperatură negativ și rezistența la temperatura de alarmare să fie în domeniul $470 \Omega \dots 10 \text{ k}\Omega$.

1.6.49. Semnalizare optică pulsatorie

În multe scheme de semnalizare optică se cere ca dioda luminescentă să pulseze cu o frecvență de aproximativ 1 Hz pentru a atrage atenția operatorului. O asemenea problemă se poate rezolva simplu cu un circuit integrat $\beta E 555$ — vezi figura 1.96.

Conectînd o a doua diodă electroluminescentă (LED) între borna de alimentare și ieșirea circuitului integrat, se obține o semnalizare pulsatorie alternată între cele două diode electroluminescente.

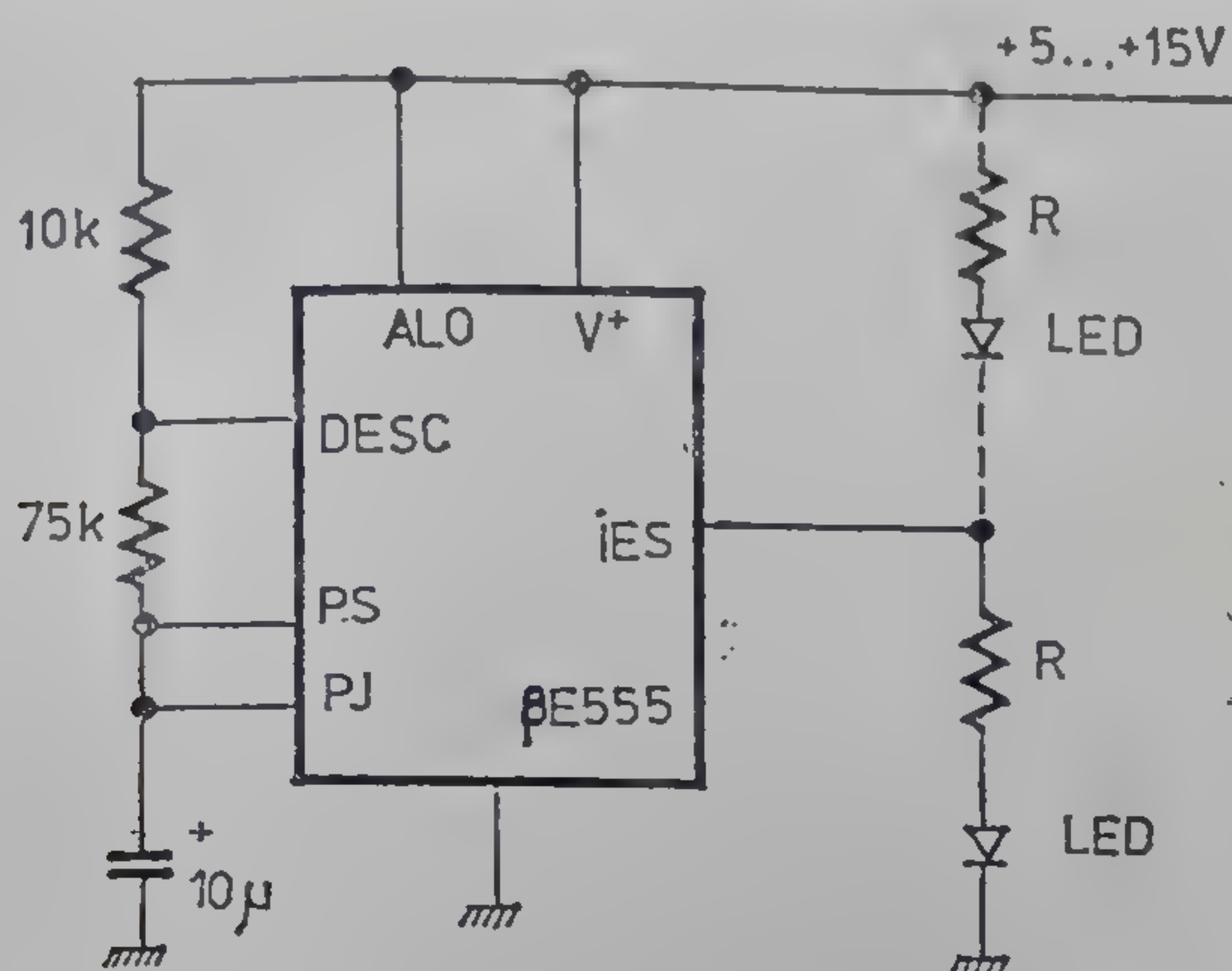


Fig. 1.96. Semnalizare optică pulsatorie.

1.6.50. Oscilator pentru învățarea codului Morse

Un circuit integrat $\beta E 555$ conectat într-o schemă de astabil poate fi folosit la învățarea și exersarea codului Morse — figura 1.97.

Frecvența este ajustată în domeniul 300 Hz ... 3 kHz prin potențiometrul R_3 , iar volumul din potențiometrul R_4 . Audiția se face în căști, iar manipulatorul conectează sau nu la alimentare întregul circuit. Alimentarea întregului montaj se poate face de la o baterie, deoarece se observă că circuitul este alimentat numai atunci când este acționată cheia Morse, astfel încât valoarea medie a curentului absorbit este mică în funcționare și zero în repaus.

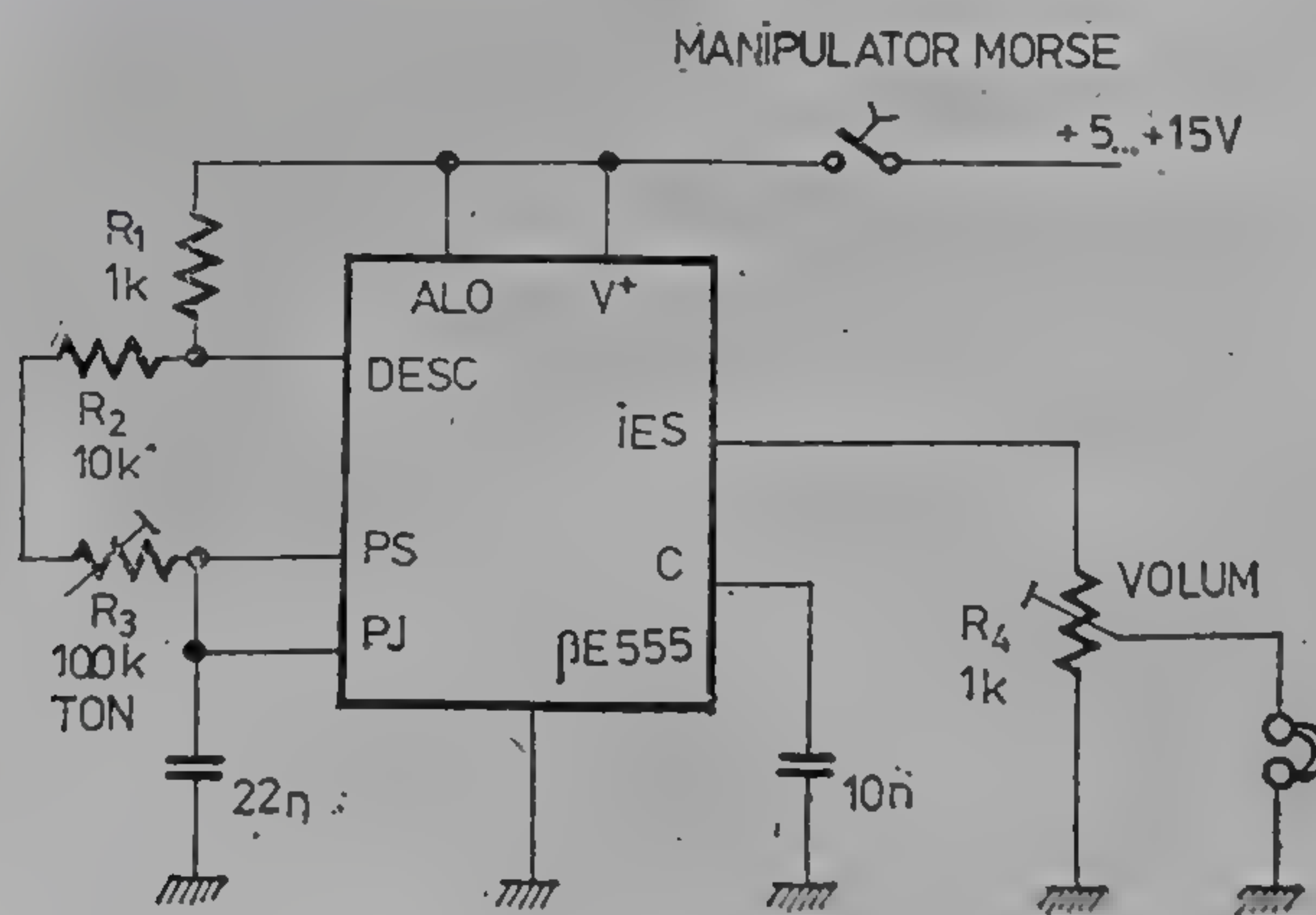


Fig. 1.97. Oscilator pentru învățarea codului Morse.

1.6.51. Convertor sinusoidal — dreptunghiular

O aplicație simplă și precisă a triggerului Schmitt realizat cu circuitul integrat $\beta E 555$ este conversia unui semnal sinusoidal într-un semnal dreptunghiular. Circuitul din figura 1.98 funcționează pînă la frecvența de 100 kHz.

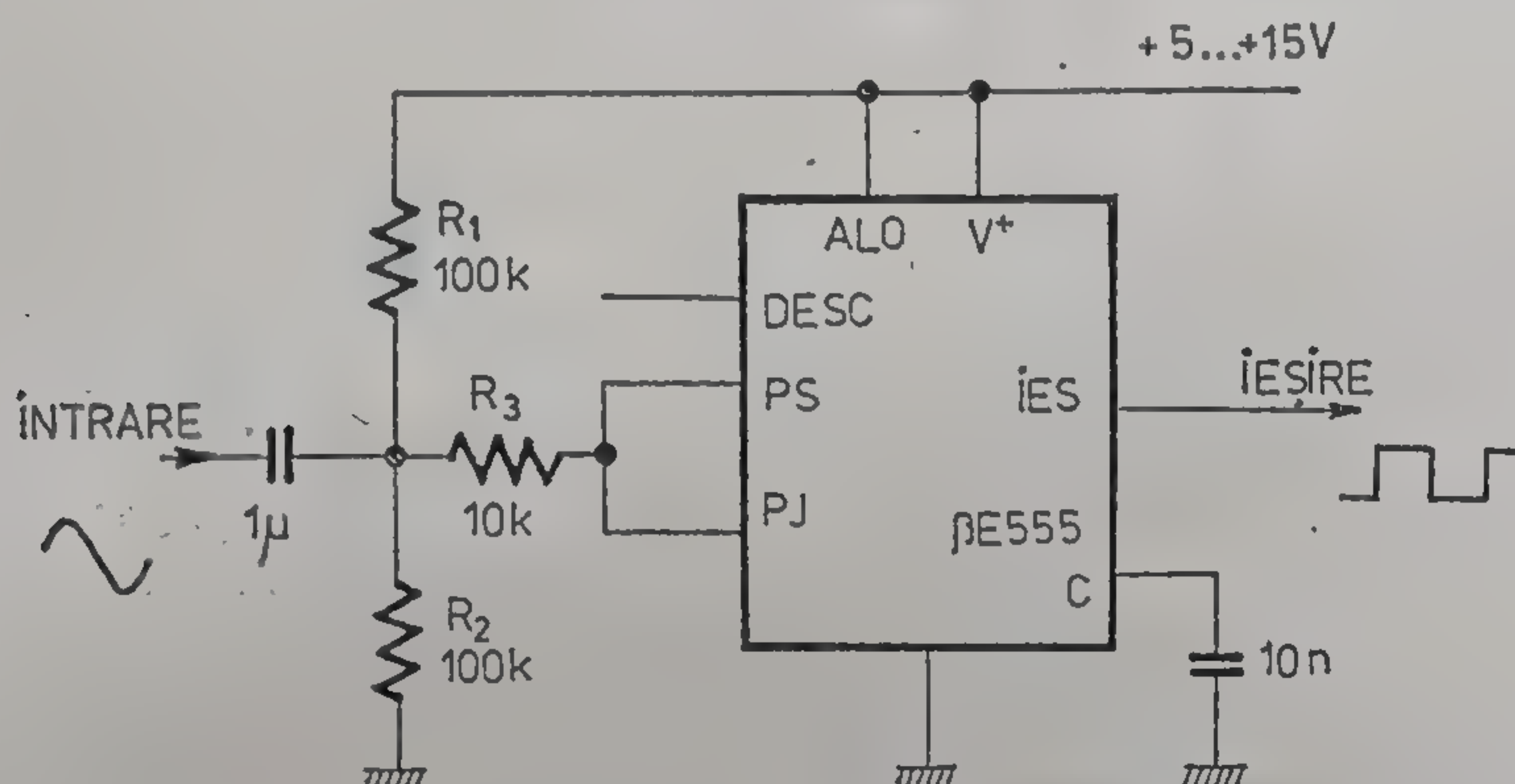


Fig. 1.98. Convertor sinusoidal — dreptunghiular.

Rezistența R_3 este introdusă în serie cu terminalele PS și PJ pentru ca tranzițiile rapide a lui $\beta E 555$ să nu apară pe semnalul de intrare. Schema are o sensibilitate impusă de diferența tensiunilor de prag sus și prag jos și deci în ultimă instanță de tensiunea de alimentare. Valorile de prag pot fi corectate la dorință, acționînd asupra terminalului de control.

1.6.52. Frecvențmetru analogic de joasă frecvență

Acest circuit — figura 1.99 — are nevoie de un semnal în intrare de formă dreptunghiulară a cărei amplitudine să fie de 2 V sau mai mare.

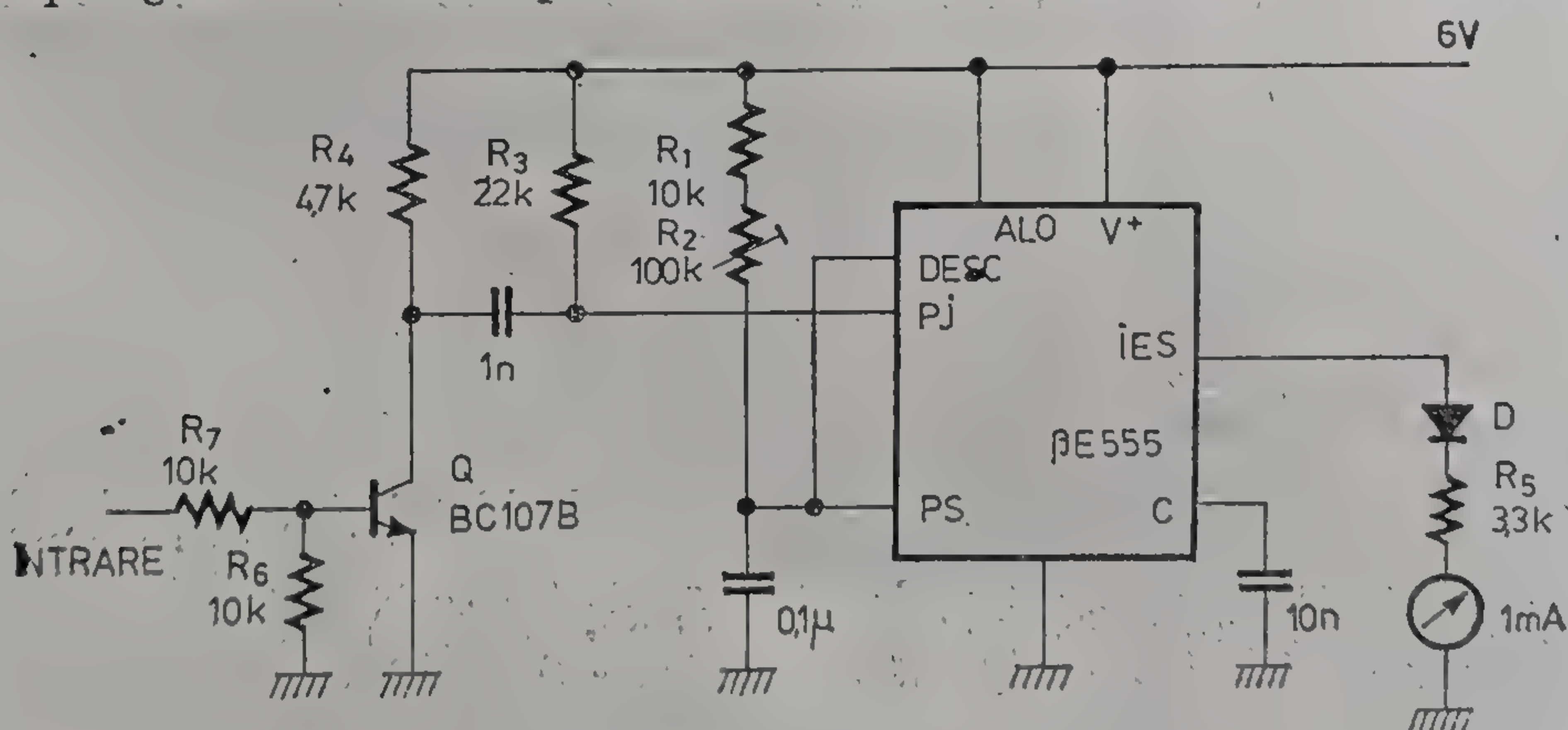


Fig. 1.99. Frecvențmetru analogic — 1 kHz.

Circuitul integrat $\beta E 555$ este cablat pentru o schemă tipică de monostabil și este alimentat de la o sursă stabilizată a cărei valoare este de 6 V. Tranzistorul Q_1 servește ca amplificator al semnalului de intrare, aducându-l la nivelele necesare pentru declanșarea monostabilului. Ieșirea monostabilului este legată la un instrument de 1 mA prin rezistența R_8 . Dioda D aduce indicația instrumentului la zero pentru semnalele de foarte joasă frecvență (elimină decalajul de tensiune nedorit datorat tensiunii de saturație a ieșirii lui $\beta E 555$).

Funcționarea schemei se bazează pe faptul că monostabilul generează un impuls de durată și amplitudine fixă pentru fiecare perioadă a tensiunii de ieșire. Valoarea medie a unui asemenea tren de impulsuri devine astfel proporțională cu frecvența semnalului de intrare. Mediarea este realizată de inerția mecanică a echipajului mobil al instrumentului.

Circuitul din figura 1.99 a fost dimensionat să măsoare la cap de scală frecvența de 1 kHz. Pentru a ajusta acest punct se aplică în intrare o undă de 1 kHz și se ajustează potențiometrul R_2 (care controlează lățimea impulsului) pentru ca acul instrumentului să fie la 100. Scala instrumentului este liniară. Schimbând valoarea condensatorului C_1 , se poate modifica capul de scală, el putînd fi variat practic între 100 Hz și 100 kHz. Pentru frecvențe mai mari se pot introduce la intrare divizoare decadice (CDB 490) ce pot mări frecvența de funcționare pînă la 10 MHz.

1.6.53. Generator de impulsuri cu faza reglabilă între 0° și 180°

Schema generatorului de impulsuri este indicată în figura 1.100, *a*, iar formele de undă care îi descriu funcționarea în figura 1.100, *b*. Semnalul de referință se obține la ieșirea Q_A , iar semnalul defazat la ieșirea Q_B — sau \bar{Q}_B — după cum se dorește un semnal defazat *înainte* sau *în urma* semnalului de referință. Reglajul de fază se realizează din potențiometrul P . Faza este ajustabilă continuu între 0° și 180° .

Tranzistorul Q împreună cu rezistențele R_1 , R_2 , R_3 formează un generator de curent constant care încarcă cu un curent constant, I , condensatorul C . La bornele acestui condensator apare o tensiune crescătoare liniar variabilă.

Cele două intrări de comparare ale circuitului $\beta E 555$ (PS și PJ) sînt legate împreună și urmăresc tensiunea care apare pe condensatorul C . În momentul în care tensiunea pe condensator atinge pragul superior de comparare ($2/3 V^+$) circuitul basculează și tranzistorul de descărcare ($DESC$) se saturează. Condensatorul C se descarcă prin acest tranzistor pînă în momentul în care tensiunea la bornele sale atinge pragul inferior de comparare ($1/3 V^+$). În acest moment circuitul rebasculează, tranzistorul de descărcare se blochează și, ca urmare, reîncepe încărcarea condensatorului C . La ieșirea circuitului $\beta E 555$ se obțin astfel impulsuri negative cu o durată foarte scurtă corespun-

zătoare descărcării condensatorului C de la $2/3V^+$ la $1/3V^+$, a căror frecvență de repetiție este dată de relația:

$$f = \frac{CV^+}{3I} = \frac{1}{3} CR_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right).$$

Aceste impulsuri comandă bistabilul A , la ieșirea căruia (Q_A) se obține semnalul de referință.

Semnalul defazat se obține prin compararea tensiunii în dinți de ferăstrău de la bornele condensatorului C cu o tensiune de referință V_R . Ieșirea comparatorului ($LM\ 311$) comandă bistabilul B la ieșirea căruia se obține un semnal defazat înainte (Q_B) sau în urmă (\bar{Q}_B).

Deoarece între diferența de fază și tensiunea de referință V_R există o dependență liniară, potențiometrul P poate fi etalonat direct în unghiul de defazaj. Nivelul de tensiune $1/3 V^+$ corespunde unui defazaj de 0° iar nivelul de $2/3 V^+$ unui defazaj de 180° .

1.6.54. Monostabil controlat numeric

Configurația de monostabil pentru $\beta E\ 555$ desenată în figura 1.101 a fost comentată în paragraful 1.5. Condensatorul C este încărcat de oglinda de curent Q_1, Q_2 . Ea copiază curentul absorbit de ieșirea convertorului digital-analog $\beta DAC\ 08$, încărcînd cu curent constant condensatorul de temporizare C .

$\beta DAC\ 08$ este un circuit de conversie, al cărui curent de ieșire pe terminalul 4 este proporțional cu curentul de referință injectat pe borna V_{REF+} și echivalentul numeric al stărilor logice propuse intrărilor $B_1 \dots B_8$ ($\beta DAC\ 08$ este un convertor D/A de 8 biți cu ieșire în curent). Pentru $\beta DAC\ 08$ curentul de referință este:

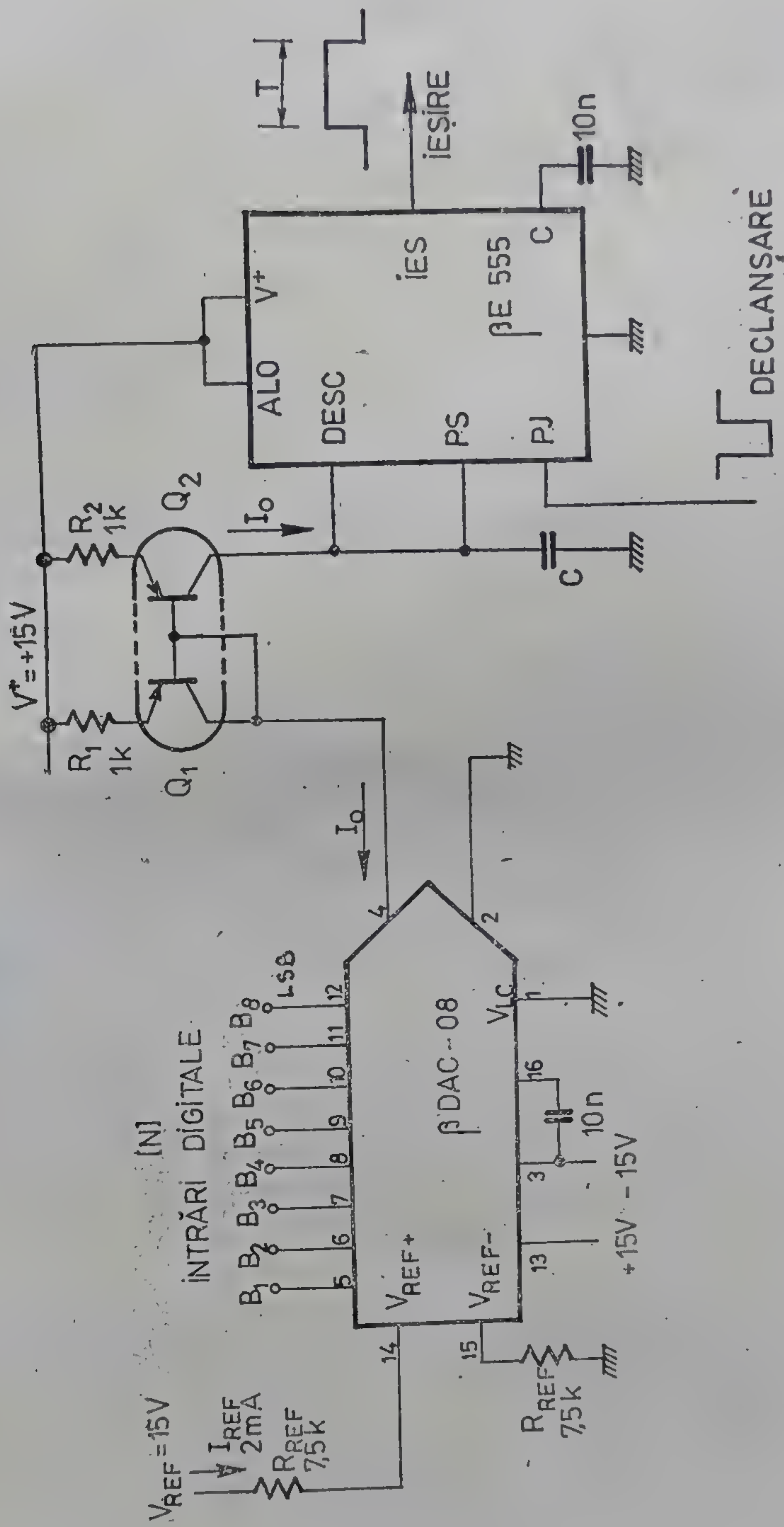
$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}}$$

terminalul V_{REF} fiind considerat masă virtuală, iar curentul său de ieșire este:

$$I_O = [N] \frac{V_{REF}}{R_{REF}}$$

Datorită oglinzii de curent formată din tranzistoarele Q_1 și Q_2 , condensatorul C se încarcă în perioada de temporizare cu I_{REF} . Excursia de tensiune pe condensator fiind $2/3$ din alimentare, rezultă că durata monostabilului este:

$$T = \frac{2}{3} \frac{CV^+}{I_O} = \frac{2}{3} \frac{R_{REF}C}{N} \frac{V^+}{V_{REF}}$$



$$T = \frac{2}{3} \frac{R_{REF} C}{[N]} \frac{V^+}{V_{REF}}$$

Fig. 1.101. Monostabil cu $\beta E 555$ cu temporizare controlată numeric.

În tabelul 1.2. sînt date valorile extreme de temporizare care pot fi obținute în funcție de capacitatea de temporizare și de tensiunea de alimentare.

1.6.55. Astabil controlat numeric

Pentru a controla numeric un circuit astabil se poate adapta o schemă asemănătoare cu cea din figura 1.101. În acest fel dispunem de un oscilator a cărui frecvență este dependentă de numărul binar prezentat la intrare — vezi figura 1.102.

Funcționarea fiind identică cu cea a monostabilului precedent, se poate scrie direct:

$$f = \frac{1}{\frac{1}{3} \frac{R_{REF} C}{N} \frac{V^+}{V_{REF}} + 0,695 R_B C}$$

Domeniul de frecvențe ce se poate obține este prezentat în tabelul 1.2. Acest domeniu nu se întinde exact de la 1 la 255, deoarece timpul finit de descărcare ($0,695 R_B C$) este independent de numărul prezentat la intrare.

Tabelul 1.2

Temporizările ce pot fi obținute în funcție de valoarea condensatorului și a tensiunii de alimentare pentru schemele din figurile 1.101 și 1.102

Codul de intrare MSB LSB	$V^+ = 15 \text{ V}; V_{REF} = 15 \text{ V}$			$V^+ = 5 \text{ V}; V_{REF} = 15 \text{ V}$		
	$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 10\text{nF}$	$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 10\text{nF}$
MONOSTABIL (ms)						
1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0	5,2 1440	0,505 134	0,049 13,8	1,72 455	0,160 43	0,0176 4,8
ASTABIL (Hz)						
1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0	1,49 328	14,7 3279	156 33333	4,86 717	49,8 7273	433 60241

1.6.56. Temporizator controlat de un microprocesor

Schemele de monostabil sau astabil prezentate în figurile 1.101 sau 1.102 se pot conecta direct la un bus de microprocesor. Figura 1.103 reprezintă o implementare a unui monostabil pe bus-ul microprocesorului. Ca interfață între bus-ul de date și intrarea în convertorul digital-analog DAC este utilizat un registru tampon (8 bistabili de tip D).

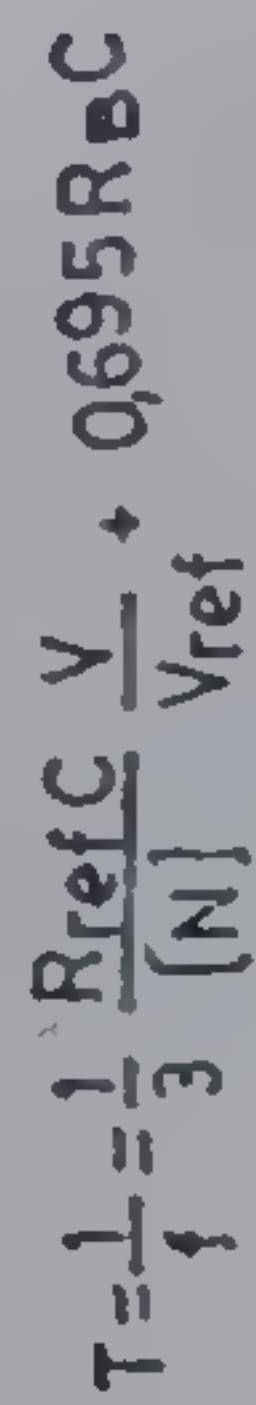


Fig. 1.102. Astabil controlat numeric.

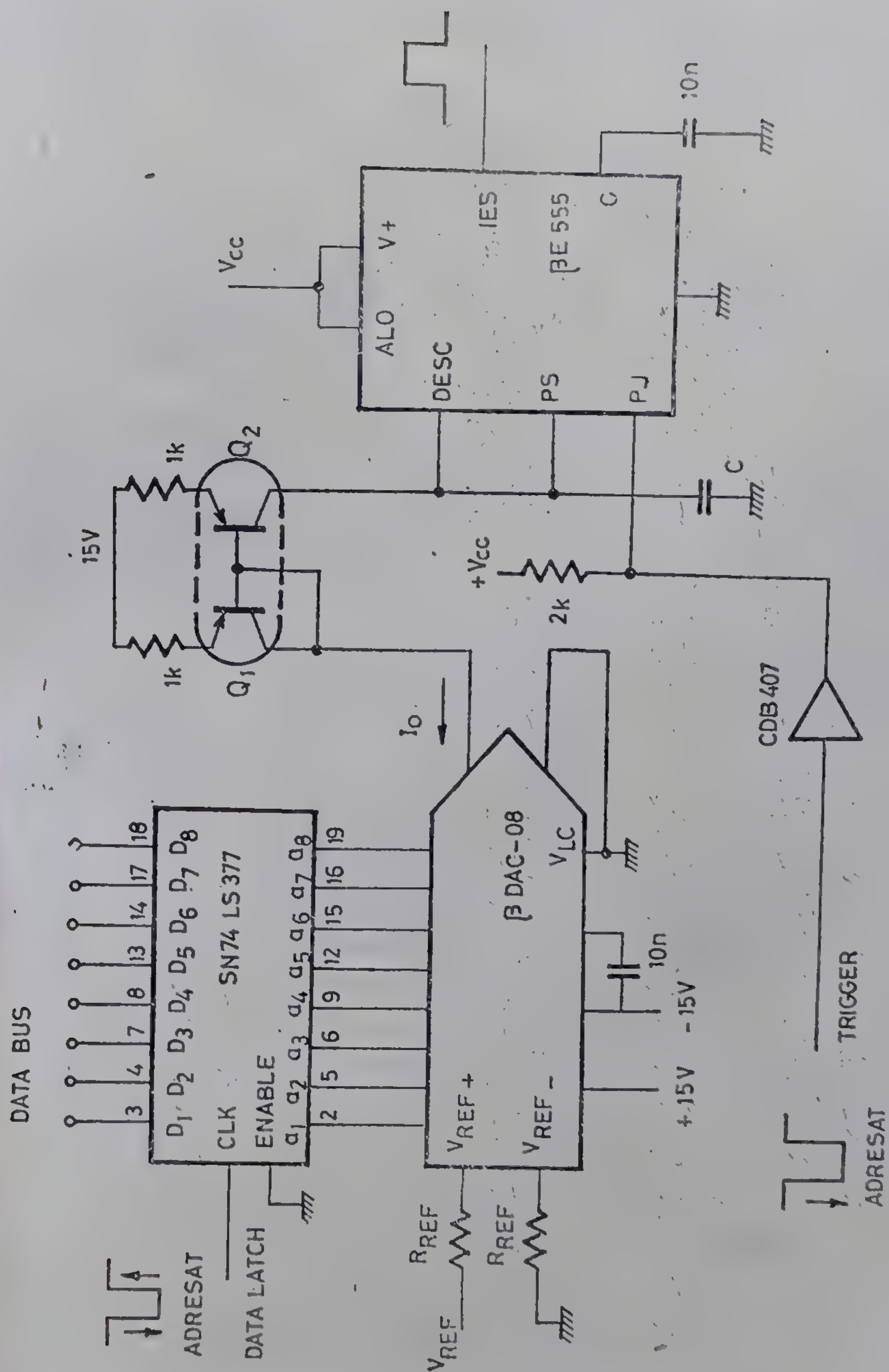


Fig. 1.103. Monostabil controlat de un microprocesor.

Atunci cînd biții de date sînt stabili pe bus, ei sînt înscrisi în bistabili de frontul pozitiv al unui impuls de „adresare”. După ce biții de date au fost stocați în registrul tampon, frontul negativ al aceluiași impuls de „adresare” declanșează monostabilul.

1.6.57. Temporizări de durată foarte mare

Utilizarea unor circuite logice de mare complexitate, produse de *IPRS-BĂNEASA*, de tip I^2L * — tehnologie monolitică bipolară care face posibilă obținerea unei densități mari de împachetare — permite extinderea considerabilă a performanțelor circuitului $\beta E 555$ în domeniul temporizărilor de durată foarte mare.

Unul din aceste circuite este $\beta P 1001$ — divizor de frecvență care reduce frecvența semnalului de la intrare de 2^{15} ori (sau 32768) și transferă rezultatul unui etaj de ieșire cu colectorul în gol.

Schema bloc de principiu a circuitului $\beta P 1001$ este dată în figura 1.104.

Curentul de injector (alimentarea ariei I^2L propriu-zisă) este fixat printr-o rezistență internă, R_1 .

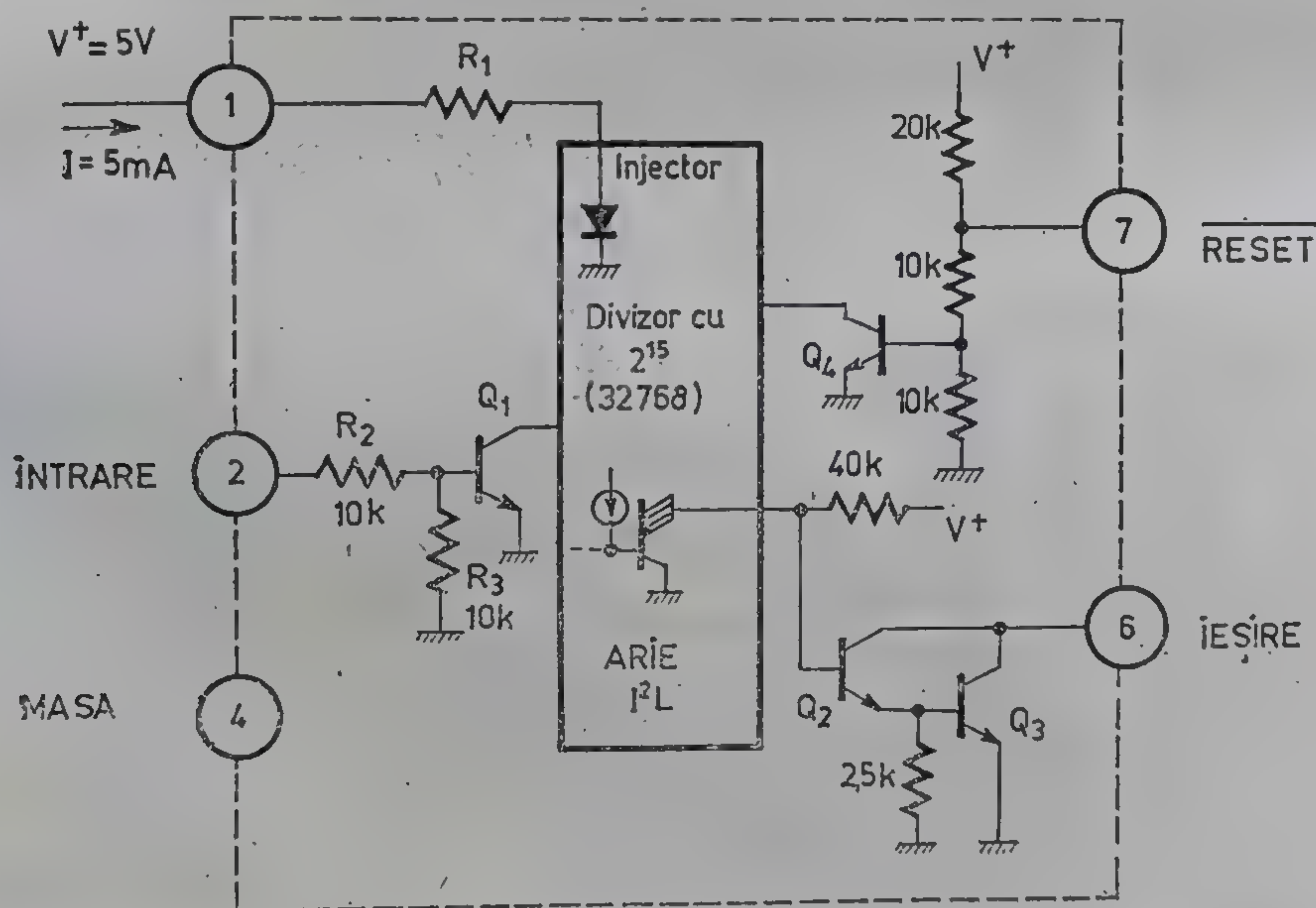


Fig. 1.104. Schema bloc a circuitului divizor de frecvență $\beta P 1001$.

* Acronimul I^2L (scris uneori și IIL sau $I2L$) care vine de la inițialele cuvintelor englezești „Integrated Injection Logic” constituie o notație acceptată universal de producătorii și utilizatorii de circuite integrate. Echivalentul românesc al denumirii complete este „logică integrată de injecție”.

Compatibilitatea cu circuitele *TTL* este asigurată de interfața de intrare realizată cu rezistoarele R_2 , R_3 și tranzistorul Q_1 .

Ieșirea circuitului βP 1001 este formată din perechea Darlington Q_2 , Q_3 .

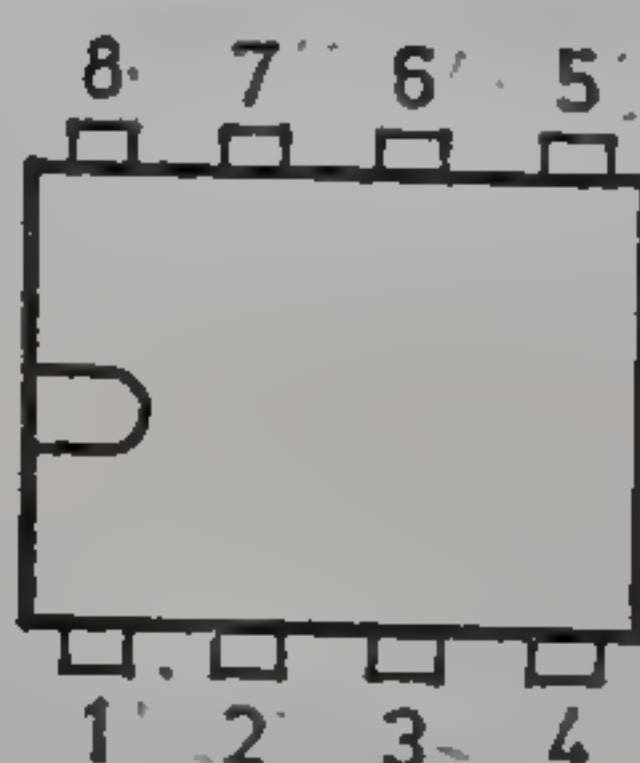
Tabelul 1.3

 βP 1001Divizor de frecvență cu 2^{15}

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare maximă, V_{max}^+	+8V
Tensiunea de alimentare nominală, V^+	+5V
Curentul de alimentare la $V^+ = 5$ V	5 mA
Terminalele <i>INTRARE</i> , <i>RESET</i> compatibile <i>TTL</i> (vezi fig. 1.104)	
Curentul maxim de ieșire	20 mA
Tensiunea de ieșire în starea 0	max. 1 V
Frecvența maximă a semnalului de la intrare la $V^+ = 5$ V	tipic 3,5 MHz
Tensiunea maximă pe terminalul <i>INTRARE</i>	+8V

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

capsula MP.48
vedere de sus

1. Alimentare, V^+	5. Neconectat
2. Intrare	6. Neconectat
3. Neconectat	7. RESET
4. Masa	8. Ieșire (OUT)

Terminalul *RESET* are aproximativ aceleași performanțe de viteză ca și intrarea; se remarcă o configurație a interfeței asemănătoare cu cea de la intrare. Trebuie observat că terminalul *RESET* este activ în starea 0; el este inactiv dacă este lăsat în aer sau este conectat la V^+ .

Divizorul I^2L din interior schimbă de stare pe flancul pozitiv al undei semnalului prezentat la intrare (basculare pe tranziția pozitivă din 0 în 1). Terminalul *RESET* aduce ieșirea în 0 (tranzistorul final fiind saturat) și rămîne în această stare atît timp cît se mentine comanda.

Din momentul în care este eliberat terminalul *RESET*, după trecerea a 16384 de tranziții pozitive pentru semnalul de intrare, ieșirea basculează în 1 logic și rămîne în această stare pentru alte 16384 de tranziții pozitive.

Dacă în timpul numărării terminalul \overline{RESET} este adus în 0, ieșirea coboară în 0 pe tot timpul cât se menține această comandă. Numărătoarea se va relua de la zero din momentul în care \overline{RESET} se eliberează.

Deoarece circuitul $\beta P 1001$ este realizat în tehnologia I^2L — mai puțin cunoscută — și, în plus, ascunde un nou mod de abordare a schemelor logice complexe — denumit arie de porți logice neconectate — în continuare se vor prezenta pe scurt caracteristicile circuitelor I^2L și conceptul de arie de porți logice neconectate.

Circuitele I^2L

O poartă I^2L este formată din două tranzistoare. Un tranzistor $n-p-n$ multicolector, notat Q_N pe figura 1.105 constituie elementul logic de bază al porții, iar un tranzistor $p-n-p$ (Q_P în figura 1.105) alimentează baza tranzistorului Q_N cu un curent constant, I_{inj} . Emitoarele tranzistoarelor Q_P sînt legate împreună pentru toate porțile logice din aria respectivă și acest nod poartă numele de *injector*. Curentul de alimentare (de injector) care intră în acest nod se distribuie uniform pentru toate tranzistoarele Q_P din fiecare poartă elementară.

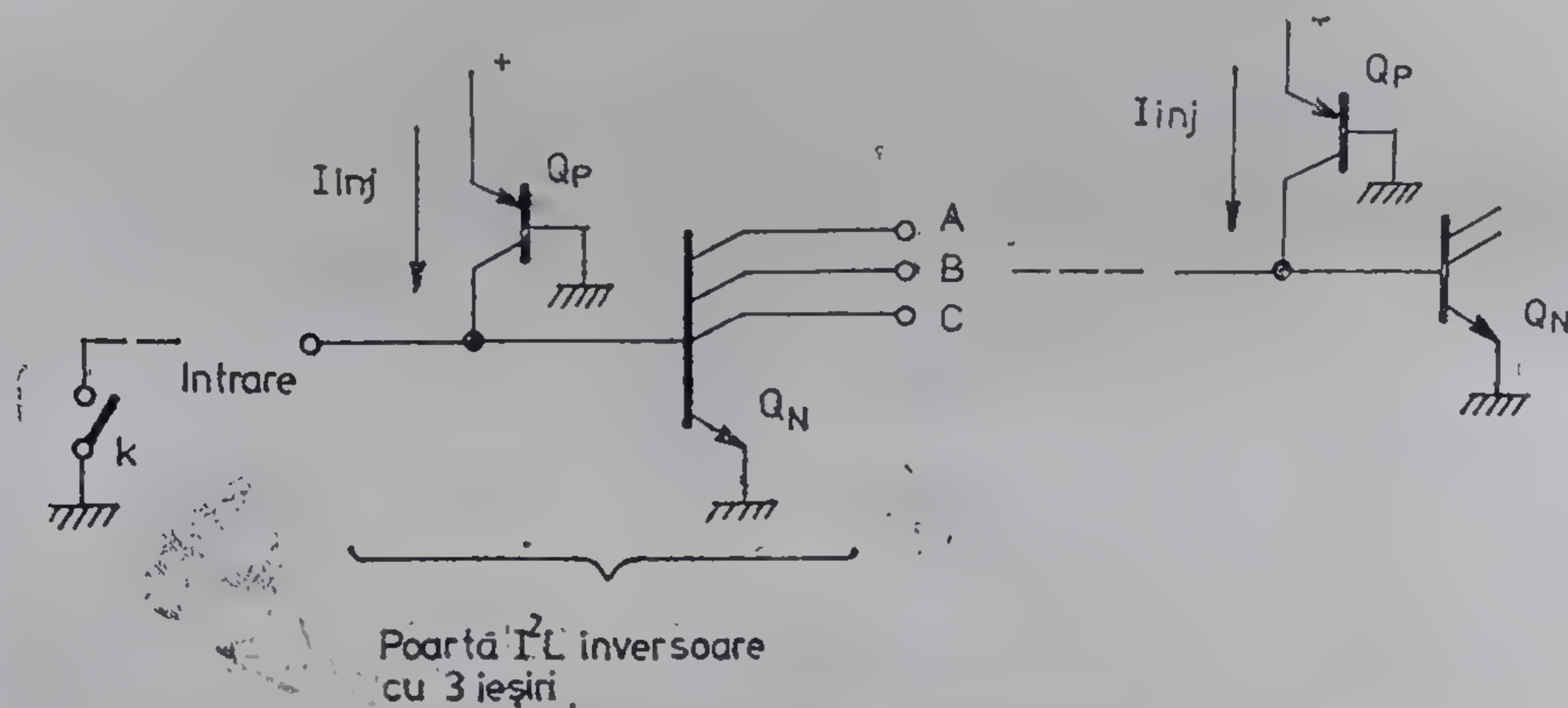


Fig. 1.105. Schema electrică a unui inversor I^2L .

Circuitul din figura 1.105 este un inversor logic cu o intrare și trei ieșiri, A , B , C . Dacă comutatorul K este deschis, atunci tot curentul injectat de tranzistorul Q_P intră în baza tranzistorului Q_N , saturându-l. Deci, toți colectorii acestui tranzistor, respectiv ieșirile porții, vor avea un potențial apropiat de cel al masei. În această stare ieșirea B va șunta la masă curentul de injector al următoarei porți I^2L .

Prin închiderea comutatorului K (la intrare se aplică 0 logic) tranzistorul Q_N se blochează, avînd baza scurtcircuitată la emitor. Colectorii A , B , C rămîn flotant, iar curentul de injector al porții următoare va satura tranzistorul Q_P . Tensiunea colectorului B va urca la $+V_{BE}$ (1 logic).

Poarta descrisă mai sus reprezintă celula de bază a unui circuit logic I^2L . În afară de simplitatea remarcabilă a schemei, această configurație are și avantajul că realizarea sa într-un circuit integrat este foarte compactă — vezi figura 1.106. Tranzistoarele Q_N și Q_P apar practic contopite. Emitorul tranzistorului Q_N este reprezentat de stratul epitaxial de tip n care constituie totodată și baza tranzistorului injector Q_P (tranzistor $p-n-p$ lateral). Stratul epitaxial de tip n se conectează la masă prin intermediul substratului n^+ . De asemenea, colectorul tranzistorului injector, Q_P , este comun cu baza tranzistorului de ieșire Q_N , fiind realizat printr-un strat difuzat de tip p . În interiorul zonei difuzate de tip p se găsesc colectorii de ieșire, n^+ , ai tranzistorului final.

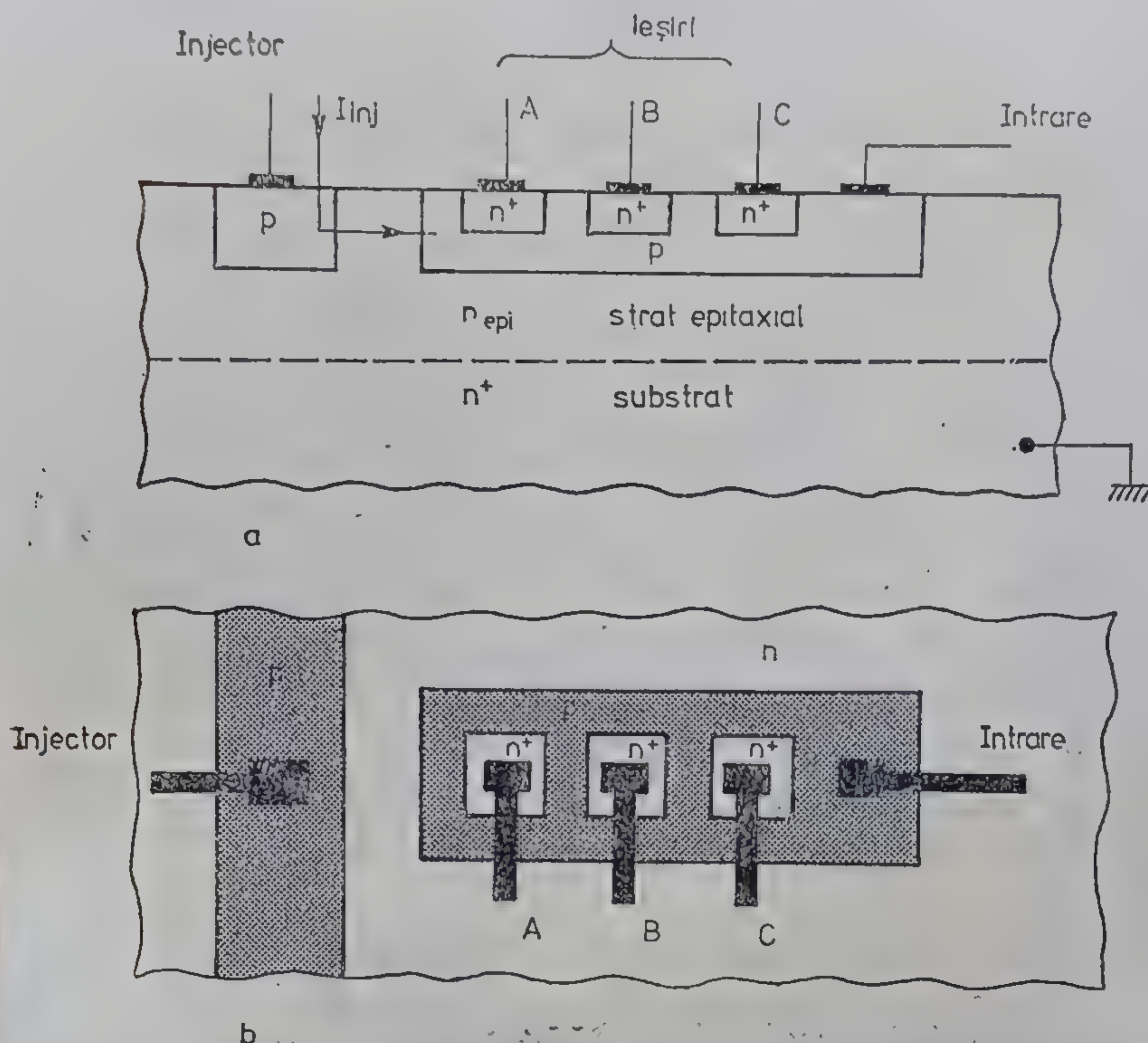


Fig. 1.106. Secțiunea transversală (a) și geometria orizontală (b) a unui inversor I^2L cu trei ieșiri.

Pentru acest mod de integrare se observă că separarea între porți nu necesită ziduri de izolare ca în logica TTL obișnuită, fapt ce contribuie decisiv la obținerea unei densități mari de împachetare.

O deficiență majoră a acestui tip de poartă logică este aceea că tranzistorul final Q_N lucrează inversat. Emitorul său (stratul epitaxial n) este slab dopat, pe când colectorul este realizat într-un strat de mare concentrație, n^+ . Acest profil de dopaj inversat afectează câștigul în curent al tranzistorului Q_N , denumit *câștig ascendent*, dar se pot obține relativ ușor valori de 5...10, valori pentru care poarta funcționează bine cu un număr rezonabil de colectori, 3...5.

Tehnologia I^2L prezintă următoarele avantaje esențiale față de cea TTL standard, și anume:

- tensiunea de alimentare este scăzută, practic egală cu $V_{BE\ on} \approx 0,7\ V$;
- curentul de alimentare al porții I^2L este foarte mic (curentul de injector);
- timpul de propagare printr-o poartă este practic direct proporțional cu curentul de injector;
- valoarea factorului de merit (produs putere disipată \times timp de propagare) este echivalentă cu cea a circuitelor $CMOS$;
- permite realizarea unor circuite dense (circuite LSI);
- procesul de realizare al unei porți I^2L este compatibil cu procesele de realizare a circuitelor liniare. Pe același substrat se pot fabrica circuite logice alături de circuite liniare.

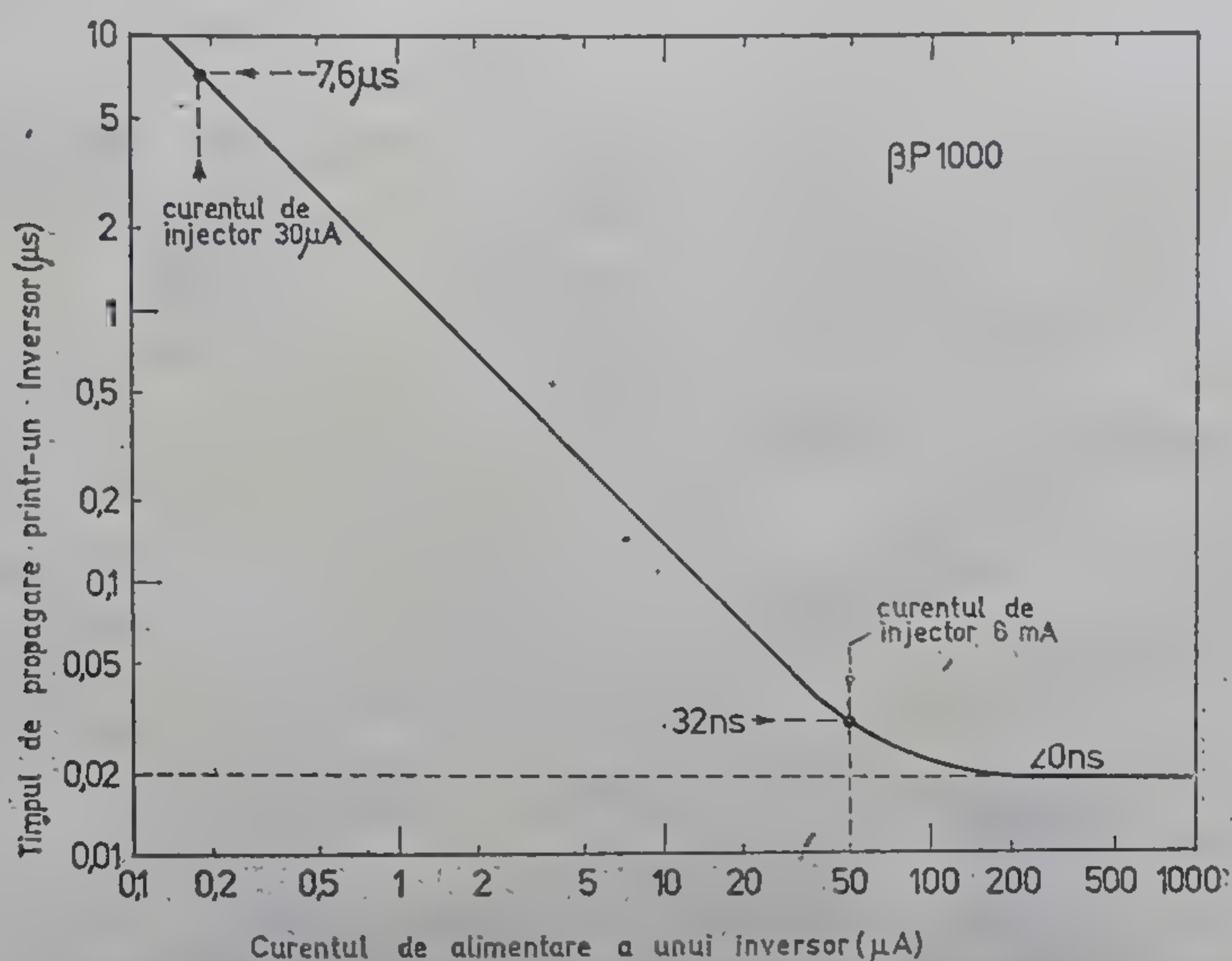


Fig. 1.107. Dependența timpului de propagare printr-un inversor I^2L — din aria $\beta P 1000$ în funcție de curentul său de alimentare

Procesul de realizare al circuitelor logice I^2L pus în fabricație la *IPRS-BĂNEASA* obține următoarele performanțe;

— curentul de alimentare al unei porți poate fi cuprins în domeniul $0,5 \mu A \dots 0,5 mA$. S-au obținut circuite basculante de tip *D* care funcționează încă la curenți de injector mai mic de $50 nA$;

— timpul de propagare în funcție de curentul de injector este trasat în diagrama din figura 1.107. Se pot reține de aici două puncte importante:

$$I_{inj} = 30 \mu A \quad t_p \approx 7,6 \mu s$$

$$I_{inj} = 8 mA \quad t_p \approx 32 ns.$$

— tensiunea de străpungere colector-emitor pentru tranzistorul *npn* este de circa $8 V$ ($> 5V$).

Arie de porți logice neconectate

Anterior s-a menționat că circuitele logice I^2L sînt fabricate la *IPRS-BĂNEASA* utilizînd un nou concept denumit arie de porți logice neconectate. Acest mod de lucru se bazează pe un cip standard, a cărui configurație geometrică (lay-out) rămîne aceeași indiferent de circuitul logic căruia îi este destinat. Numai două măști diferă, contactele și traseele de metalizare, ele fiind specifice circuitului logic particular.

Aria logică neconectată poartă numele de $\beta P 1000$, iar circuitele particulare realizate în acest sistem vor avea codurile derivate din acesta, respectiv $\beta P 1001 \dots \beta P 1XXX$.

Aria logică $\beta P 1000$ conține 160 de porți logice I^2L , fiecare avînd 5 colectori. Un detaliu ce reprezintă o poartă este arătat în fotografia din figura 1.108. Se remarcă contactul bazei așezat lateral, fapt ce conferă o mai mare mobilitate în proiectarea măștii de metalizare.

De jur-împrejurul celor 160 de porți I^2L se găsesc plasate padurile de interconectare și elementele de circuit cu ajutorul cărora se pot construi interfețele de intrare/ieșire.

Fotografia întregului cip $\beta P 1000$ este dată în figura 1.109.

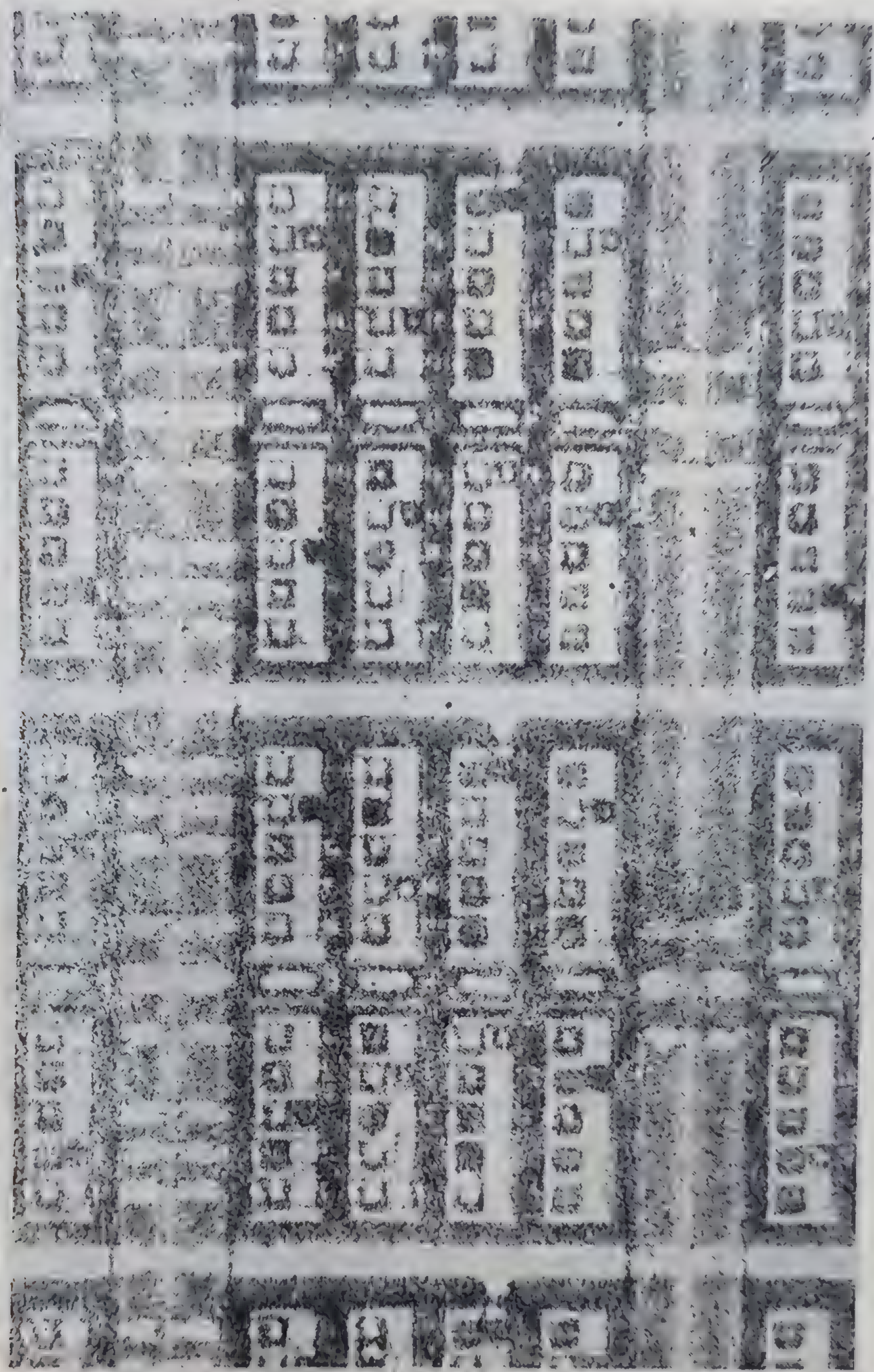


Fig. 1.108 O poartă inversoare 1^2L cu cinci ieșiri din aria de porți logice neconectate $\beta P. 1000$
(de comparat cu figura 1.106,b).

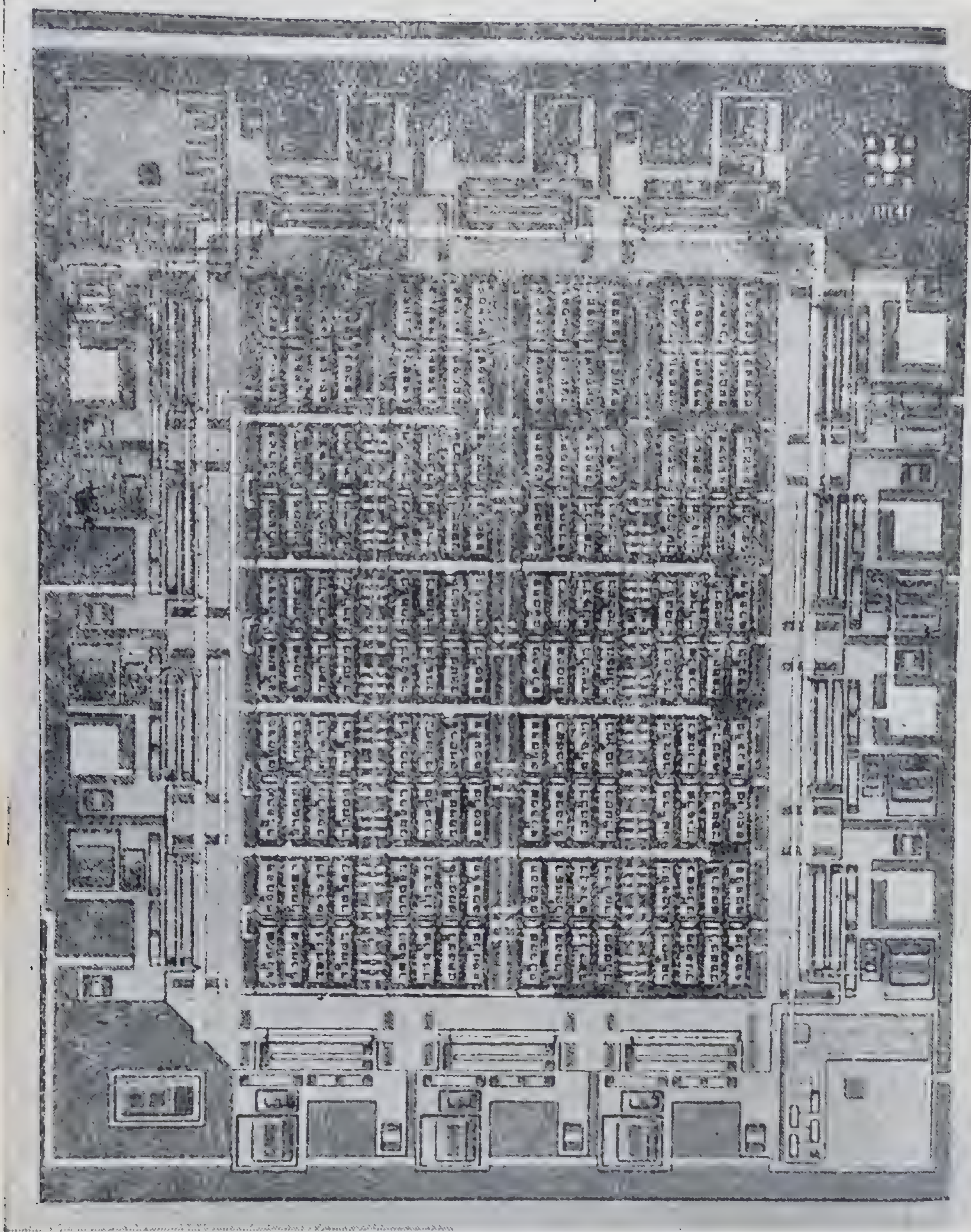


Fig. 1.109. Aria de porți logice neconectate. Metalizarea și contactele aparțin circuitului βP 1001.

Scheme de aplicație a circuitului βE 555 împreună cu circuitul βP 1001

● Astabil de frecvență foarte joasă

Realizarea unui astabil de frecvență foarte joasă constituie o aplicație directă și simplă. Ieșirea circuitului βE 555 configurat într-o schemă de astabil este cuplată la intrarea circuitului βP 1001 — vezi figura 1.110. La ieșirea divizorului se obține un semnal dreptunghiular a cărui perioadă este de 2^{15} ori mai mare decât perioada undulației generată de circuitul βE 555.

În acest mod se pot obține cu mare precizie durate mari de timp (minute, ore, zile). De exemplu, plecând de la un astabil realizat cu βE 555M în condițiile din tabelul 1.1. (frecvența de aproximativ 4,8 kHz, deriva cu temperatura 90 ppm/°C) se observă că, deși se utilizează componente de valori uzuale (însă stabile), la ieșirea divizorului rezultă un semnal a cărui perioadă este de aproximativ $2^{15}/4,8 \times 10^3 \approx 6,82$ s cu o precizie egală cu cea a oscilatorului de bază. Un astabil cu o frecvență atât de joasă (aproximativ 0,15 Hz) este greu de realizat, păstrînd o precizie atât de ridicată, chiar dacă se utilizează schemele indicate anterior.

Limitarea de bază în realizarea cu βE 555 și βP 1001 a astabilelor de foarte joasă frecvență este dată de componentele utilizate în rețeaua externă de temporizare. Valorile maxime uzuale sînt de 10 M Ω și 10 μ F (*neelectrolitic*). Cu aceste valori la ieșirea divizorului perioada semnalului va fi de aproximativ 6813914 s sau 78,86 zile! Dacă se doresc perioade mai lungi, se pot conecta unul după altul două divizoare βP 1001.

Aducerea la zero a numărătorului se realizează prin conectarea la masă a terminalului *RESET*; oscilatorul de bază rămîne însă în funcțiune. Numărarea se reia în momentul în care *RESET* = 1.

Din acest moment (*START*) prima tranziție pozitivă a ieșirii circuitului βE 555 va face să avanseze conținutul numărătorului la 1. Comanda de start nefiind în nici un fel sincronizată cu ciclul de funcționare al oscilatorului βE 555, apare o incertitudine de maximum o perioadă pentru întreaga durată de temporizare. Intervalul dintre momentul de start și prima tranziție pozitivă

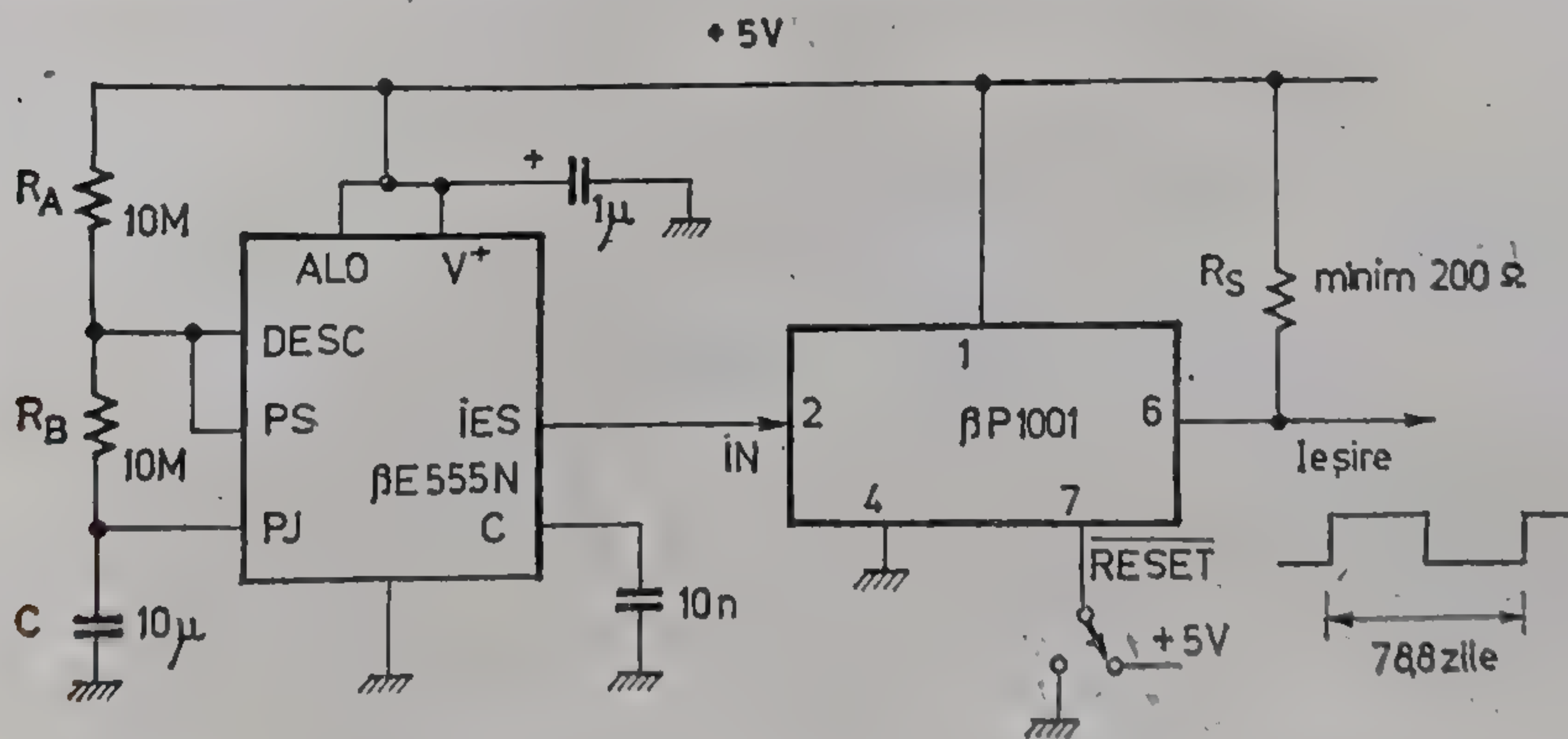


Fig. 1.110. Astabil de frecvență foarte joasă.

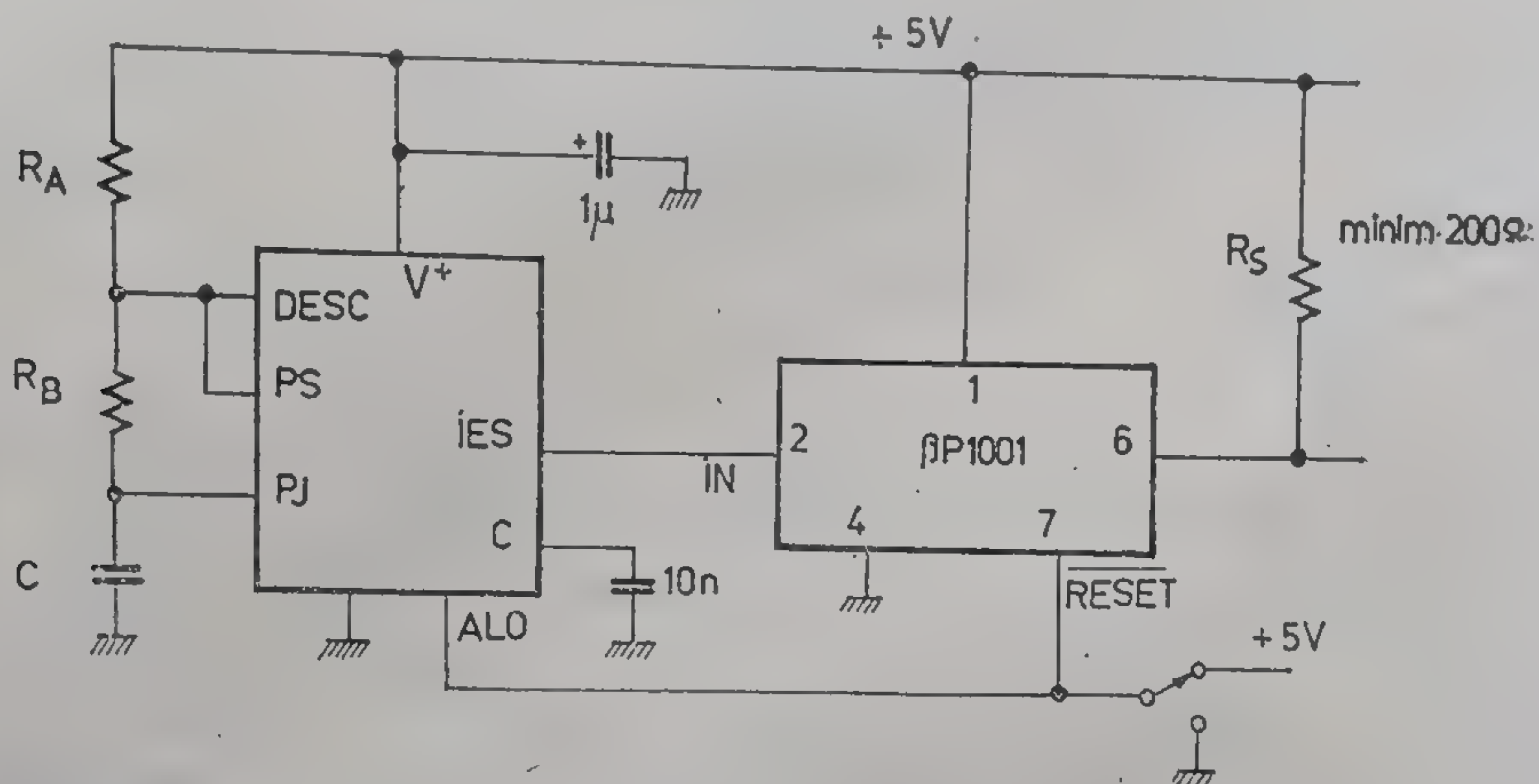


Fig. 1.111. Astabil de frecvență foarte joasă cu pornire controlată.

este necunosut, atrăgând o imprecizie maximă de temporizare la start de $1/32768$, acceptabilă în multe aplicații.

Eliminarea acestei deficiențe se poate realiza folosind schema din figura 1.111. Terminalul \overline{RESET} este conectat la masă în același timp cu terminalul ALO al circuitului $\beta E 555$. În această stare condensatorul de temporizare este descărcat și ieșirea circuitului $\beta E 555$ cade la zero. În momentul de start (deconectarea terminalelor \overline{RESET} și ALO de la masă) demarajul numărării este perfect controlat (vezi diagrama din figura 1.112). Prima tran-

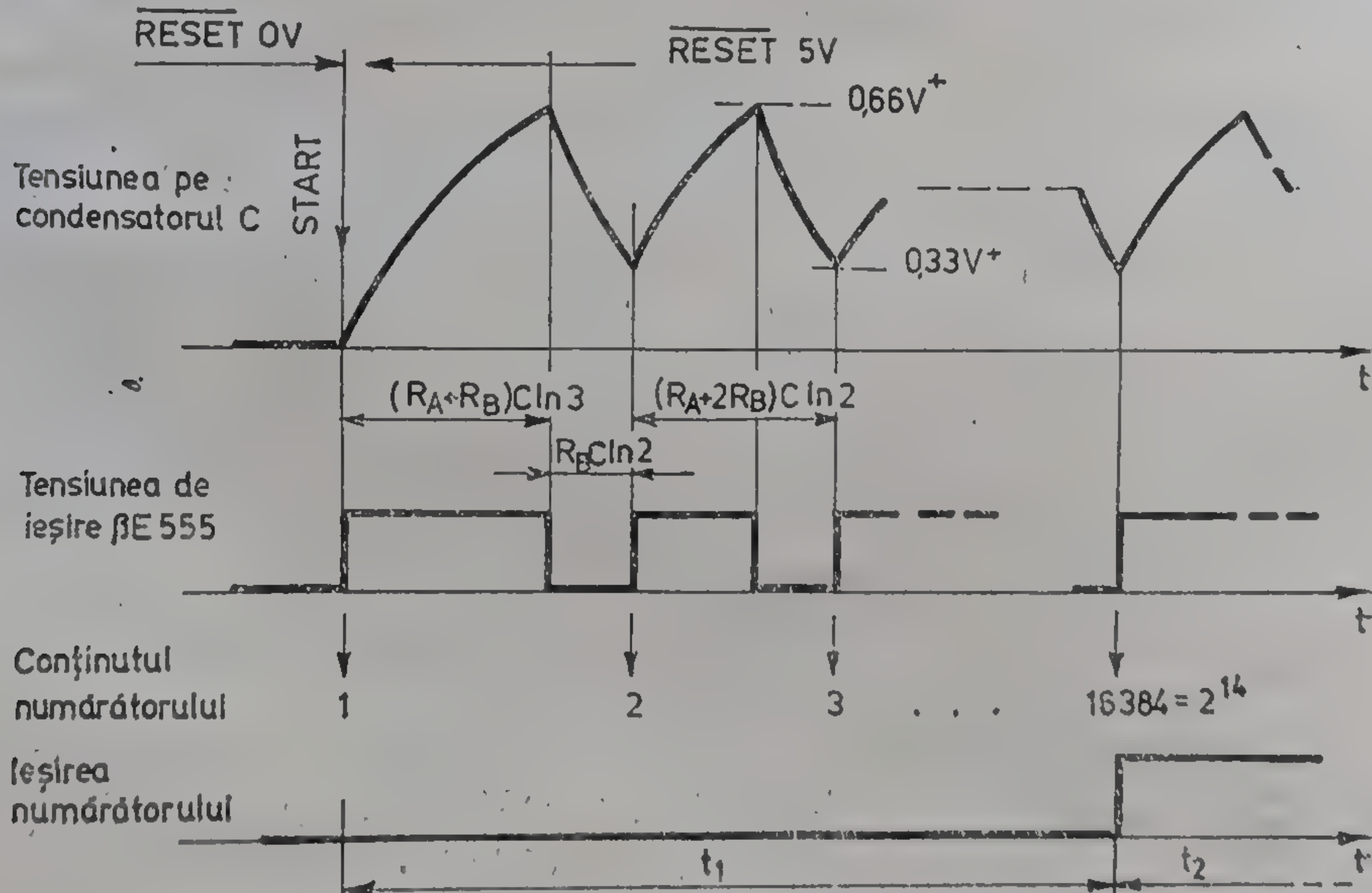


Fig. 1.112. Formele de undă care apar la pornirea astabilului din figura 1.111.

ziție pozitivă a ieșirii circuitului βE 555 apare chiar în momentul startului. După aceea urmează un ciclu inițial mai lung, necesar încărcării condensatorului de temporizare de la 0 V la 0,66 V⁺. Următoarele cicluri au durate normale, deoarece tensiunea pe condensator variază între 0,33 V⁺ și 0,66 V⁺. Ieșirea divizorului βP 1001 va bascula la 1 după o durată egală cu:

$$t_1 = (R_A + R_B) C \ln 3 + R_B C \ln 2 + (2^{14} - 2) (R_A + 2R_B) C \ln 2$$

sau

$$t_1 = 2^{14}(R_A + 2R_B)C\ln 2 - R_AC(2\ln 2 - \ln 3) - R_BC(3\ln 2 - \ln 3),$$

$$t_1 \simeq 16384 \times 0,693(R_A + 2R_B) C - 0,288R_A C - 0,981R_B C.$$

Următoarele semiperioade ale tensiunii de ieșire din βP 1001 sînt egale între ele și egale cu

$$t_2 = 16384 \times 0,693(R_A + 2R_B) C.$$

Diferența care apare între t_1 și semiperioadele t_2 ale oscilației permanente este nesemnificativă. Într-adevăr, presupunînd cazul uzual $R_A = R_B$, se găsește că

$$(t_1 - t_2)/t_2 < 1,1 \times 10^{-4}.$$

● Circuit de întârziere de foarte lungă durată

În figura 1.113 este indicată schema unui circuit care realizează o întârziere mare de timp din momentul apariției comenzii *START*, pînă în momentul în care ieșirea basculează în 1. Comanda de *START* se dă prin deschiderea comutatorului *K*; oscilatorul echipat cu βE 555 începe să oscileze pe o frecvență dictată de componentele externe R_A , R_B , C . În tot acest timp ieșirea divizorului βP 1001 va sta în 0. La intrarea lui se aplică impulsurile de numărare care fac să avanseze conținutul de la 0 pînă la 16384. Pentru a 16384-a tranziție pozitivă a semnalului de la intrare, ieșirea circuitului basculează

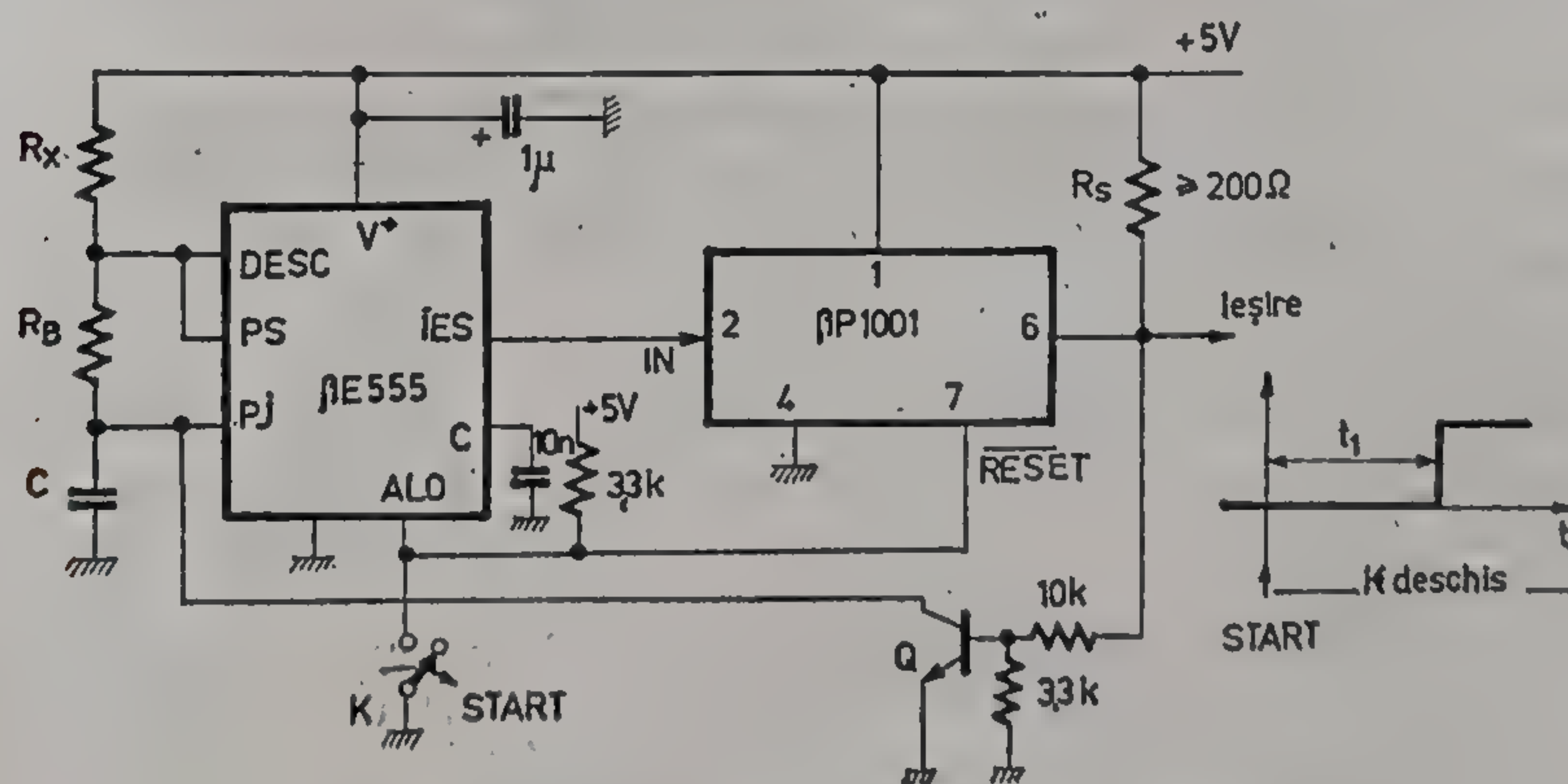


Fig. 1.113. Circuit de întârziere de durată foarte lungă.

Acum schema este pregătită pentru o nouă temporizare. Dacă în timpul temporizării butonul *START* este reapăsat, această acțiune nu va avea nici un efect.

Ca și în cazul oscilatorului din figura 1.110, perioada de temporizare este marcată de o mică incertitudine în primul ciclu de la start, datorită nesincronizării oscilatorului $\beta E 555$ cu comanda *START*. Această incertitudine se poate elimina, legând împreună terminalele *RESET* și *ALO*, în același mod ca în figura 1.111. Cu această modificare temporizarea este dată de relația:

$$t_1 = 16384 \times 0,693(R_A + 2R_B)C - 0,288 R_A C - 0,981 R_B C$$

1.7. De reținut pentru utilizare

Un monostabil construit cu circuitul integrat $\beta E 555$ basculează pe frontul negativ al impulsului aplicat. Impulsul de basculare trebuie să aibă durata mai scurtă decât durata proprie de temporizare. Dacă impulsul de basculare este menținut „*JOS*” tensiunea de ieșire va rămîne „*SUS*” pînă cînd acesta va reveni „*SUS*”.

Terminalul de aducere la zero, *ALO*, acționează ca un semnal de inhibare. Atunci cînd potențialul terminalului *ALO* este adus la o valoare mai coborîtă decât $+0,4$ V, ieșirea este forțată „*JOS*”. Cînd *ALO* este eliberat, ieșirea va rămîne „*JOS*” pînă cînd rețeaua de temporizare *RC* comandă „*SUS*”.

Precizia inițială este repetabilitatea de temporizare de la exemplar la exemplar lucrînd pe aceeași rețea *RC* și cu aceeași sursă de alimentare. Valoarea tipică a preciziei inițiale a lui $\beta E 555$ este de 1%.

Temporizatorul basculează numai în momentul în care tensiunea aplicată comparatorului „*JOS*” scade sub valoarea de $0,33 V^+$.

Temporizarea unui dispozitiv variază în funcție de tensiunea de alimentare. Variația tipică este de $0,2\%/V$.

Temporizatorul conectat într-o schemă de monostabil are o variație tipică a temporizării în funcție de temperatură de 50 ppm/°C.

Într-o schemă de astabil această cifră crește la aproximativ 150 ppm/°C, deoarece sînt utilizate ambele comparatoare din dispozitiv.

Terminalul denumit *CONTROL* este utilizat în esență pentru filtrare, atunci cînd dispozitivul lucrează în medii zgomotoase. Se poate impune din exterior o tensiune acestui terminal și prin aceasta să se modifice temporizarea schemei, neatingînd rețeaua *RC*. Într-o schemă de monostabil tensiunea de control poate fi modificată între 45% și 90% din tensiunea de alimentare. Pentru schema de astabil tensiunea de control poate fi modificată de la circa 1,7 V pînă aproape de tensiunea de alimentare.

Comparatorul „*JOS*” poate avea un timp de stocare mai mare de 10 μs , cînd terminalul „*PRAG JOS*” este adus la potențialul masei. Din această cauză lățimea impulsului de monostabil este limitată la circa 10 μs .

Întîrzierea de timp de la terminalul *ALO* la ieșire este de circa 0,5 μs . De aceea, durata impulsului de aducere la zero trebuie să fie de cel puțin 0,5 μs .

1.8. Alte circuite

1.8.1. *LM 556* — Temporizator dual

Sub acest cod firma *NATIONAL SEMICONDUCTOR* fabrică varianta duală a lui *LM 555*. Cele două circuite sînt complet izolate între ele, avînd însă alimentarea și seria de trei rezistențe *R* comune. Performanțele și caracteristicile electrice sînt absolut identice cu cele specificate pentru *LM 555* ($\beta E 555$).

Realizarea a două temporizatoare într-o singură capsulă are ca scop reducerea gabaritului schemelor complexe, împreună cu o micșorare a costurilor aplicației finale.

1.8.2. *LM 322/LM 3905* — Temporizator de mare precizie

Este o proiectare *NATIONAL SEMICONDUCTOR*, originală, ulterioară succesului comercial al circuitului 555. Schema a fost concepută cu scopul declarat de a îmbunătăți precizia temporizatoarelor integrate. Se uti-

lizează de asemenea o rețea externă, dar s-a căutat ca circuitul integrat să aibă efect nul asupra ei. În același timp nu a fost periclitată flexibilitatea de utilizare. O atenție deosebită a fost acordată etajului de ieșire, astfel încât el poate fi adaptat oricărei sarcini imaginabile.

În schimb, circuitul are un mare dezavantaj — nu poate oscila ușor singur, cu el construindu-se numai scheme „triggerabile”.

Alimentarea poate varia în limite largi (4,5 V ... 40 V) și se oferă în plus o tensiune de referință stabilă și bine definită pentru o eventuală utilizare.

În figura 1.115 este reprezentată schema bloc a circuitului LM 322. Circuitul LM 3905 este o variantă a lui LM 322 la care tensiunea de referință și opțiunea de „boost” nu sînt disponibile.

Durata de temporizare depinde de rețeaua externă R^e, C^e . Condensatorul C^e se încarcă prin R^e de la tensiunea de referință V_{REF} și se descarcă sub acțiunea tranzistorului de descărcare. Evoluția tensiunii de pe condensator este, urmărită printr-un comparator de foarte bună calitate și în momentul în care aceasta depășește valoarea de 2 V (terminalul *CONTROL* fiind în aer) circuitul basculant intern este comutat în starea 1.

Ieșirea Q a circuitului basculant bistabil capătă de asemenea valoarea logică 1 și saturează tranzistorul de descărcare care va evacua rapid sarcina acumulată în condensatorul C^e . În această fază de așteptare un impuls aplicat pe terminalul *TRIGGER* rezonează circuitul basculant bistabil la 0, tranzistorul de descărcare blocîndu-se.

Ciclul de temporizare se reia. Procesele dinamice din circuitul LM 322 pot fi urmărite pe diagrama din figura 1.116.

Dacă comanda pe terminalul denumit *TRIGGER* se prelungește peste durata de temporizare, impusă de rețeaua externă, ea nu este luată în considerare. Circuitul basculant intern va comuta în starea 1 în momentul dictat de $R^e C^e$, dar condensatorul C^e continuă să acumuleze sarcină pînă în momentul în care tensiunea pe el atinge V_{REF} . Tranzistorul de descărcare se va satura în momentul în care *TRIGGER* revine la masă, chiar dacă anterior circuitul basculant a fost poziționat la 1 logic. Acest efect se datorește tranzistorului notat cu Q_1 pe schema bloc din figura 1.115.

Se elimină astfel cuplajele capacitive necesare monostabilelor echipate cu $\beta E 555$ în cazul unor comenzi de declanșare prelungite.

Comparatorul posedă un terminal *BOOST* accesibil din exterior. Cînd acesta este lăsat în aer, curentul de declanșare al comparatorului este de numai 300 pA. Răspunsul comparatorului în această situație este lent convingînd însă temporizărilor de lungă durată. Dacă terminalul *BOOST* este legat la alimentare, atunci curentul de declanșare al comparatorului crește pînă la circa 30 nA, valoare suficient de mică pentru a obține precizii excelente pentru temporizări relativ mici.

Rețeaua externă $R^e C^e$ și tensiunea de comparare (2 V) sînt conectate la o tensiune de referință (+3,15 V) stabilă cu temperatura și tensiunea de alimentare a circuitului.

Ieșirea circuitului LM 322 este constituită de un tranzistor de ieșire „flotant”. Și emitorul și colectorul lui sînt accesibile din exterior, putîndu-se

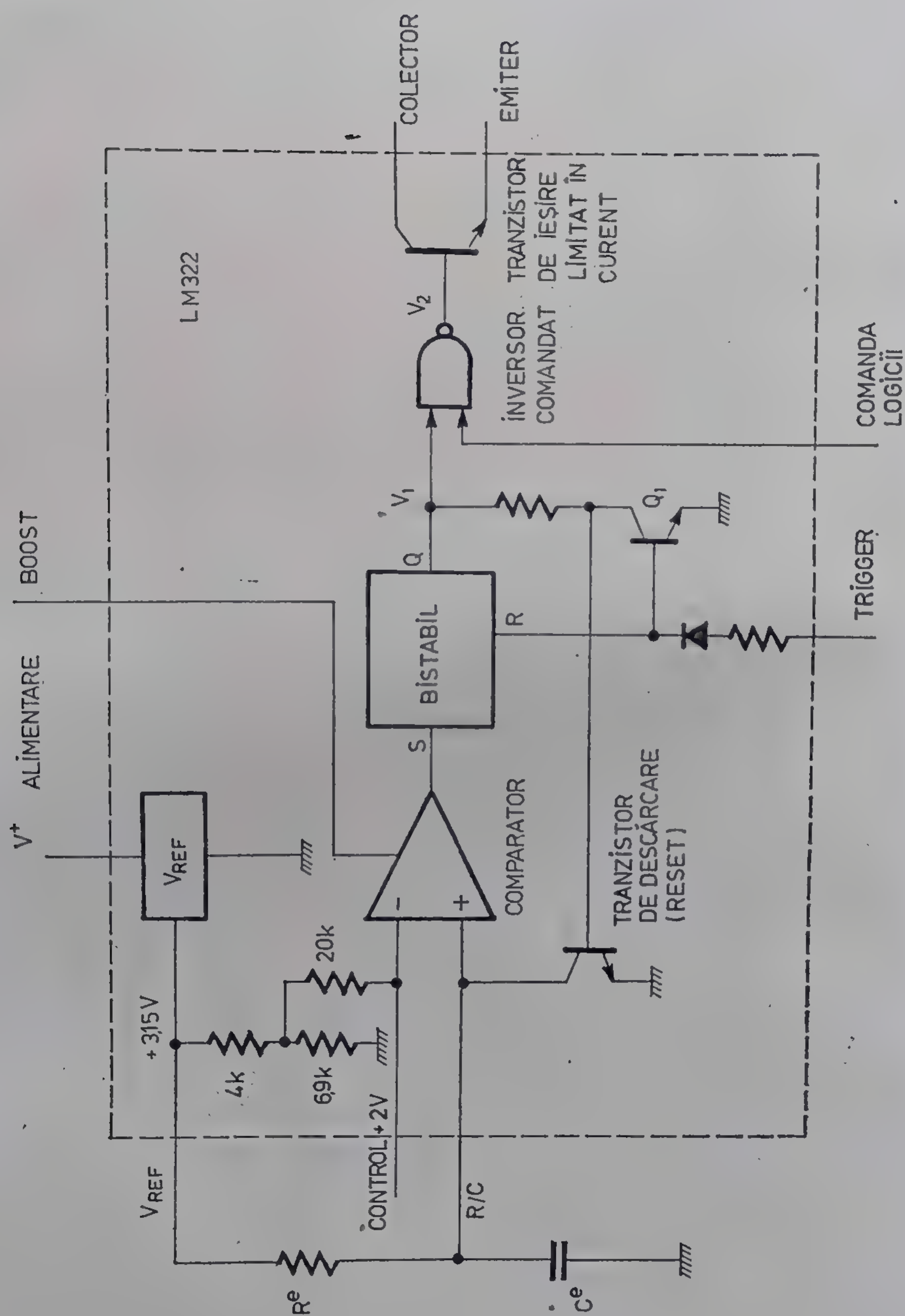


Fig. 1.115. Schema-bloc a circuitului de temporizare LM 322.

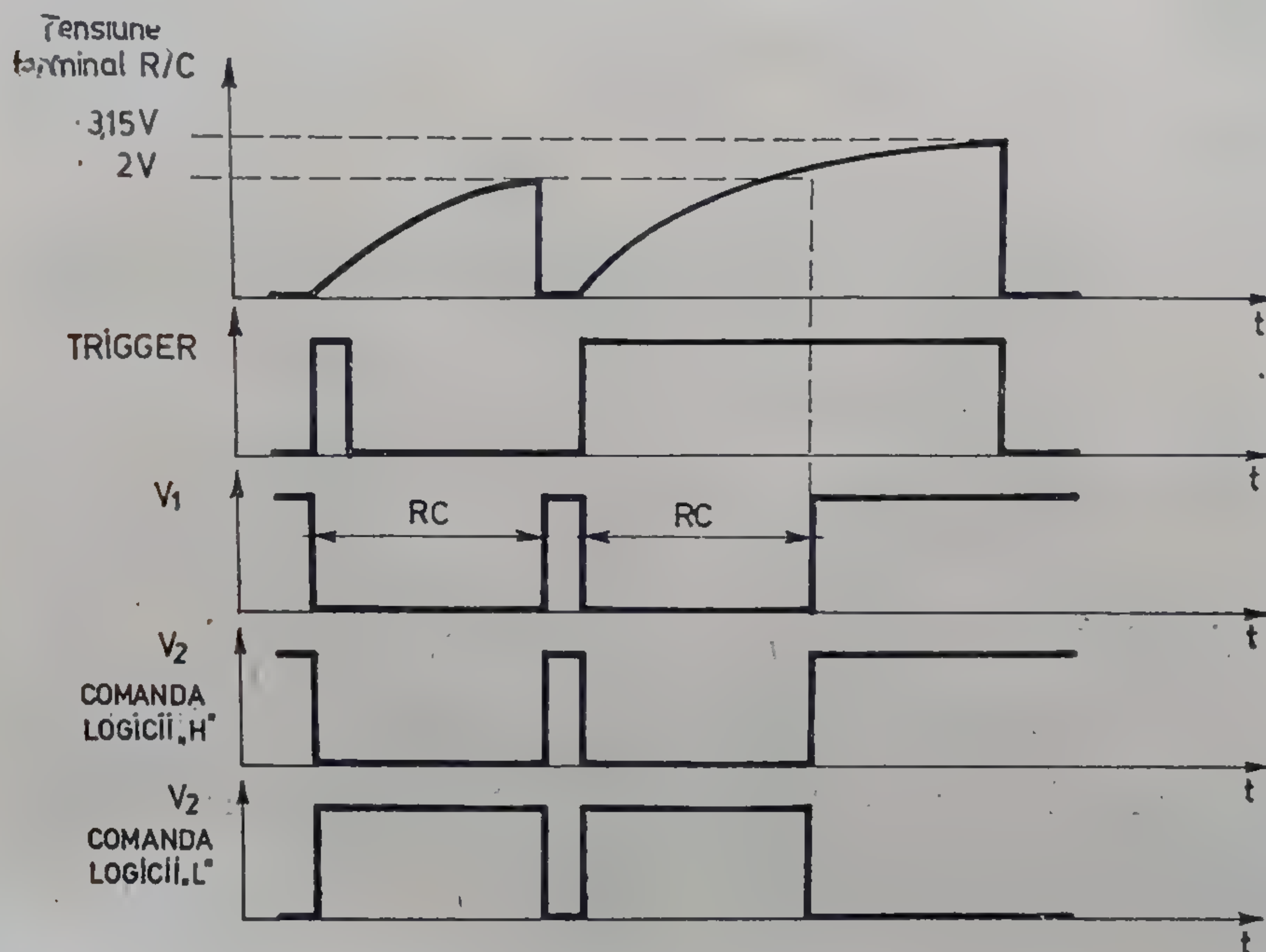


Fig. 1.116. Diagrama de funcționare a circuitului LM 322.

astfel folosi și montaje cu emitorul comun și aranjamente cu colectorul comun.

Ambele terminale pot să „floteze” până la tensiuni de 40 V. În plus, comanda acestui tranzistor de ieșire flotant poate fi inversată după dorință în funcție de starea logică a terminalului denumit *COMANDĂ LOGICĂ*. Dacă acest terminal este conectat la masă, tranzistorului de ieșire îi va fi injectat curent în baza sa, în timpul procesului de temporizare. Când terminalul *COMANDĂ LOGICĂ* este adus la 1, bază tranzistorului de ieșire va fi alimentată în pauza dintre temporizări. În acest fel se poate inversa, după dorință, comportarea tranzistorului final față de durata de temporizare.

Bibliografie

Materialul bibliografic consultat pentru elaborarea acestui capitol constă în principal din colecțiile pe ultimii zece ani ale revistelor *Electronics* și *Electronic Design* și din notele de aplicații ale firmelor *SIGNETICS*, *NATIONAL SEMICONDUCTOR*, *THOMSON CSF*.

2

Senzor magnetic comutator

β SM 2XX*

2.1. Prezentarea circuitelor

2.1.1. Introducere

Circuitele integrate din familia β SM 2XX realizează funcția de comutator electronic (elementul de comutare este un tranzistor bipolar, care este fie saturat, fie blocat), comandat prin intermediul câmpului magnetic.

În afara denumirii de *senzor magnetic comutator*, se mai utilizează și denumirile de *senzor magnetic*, *comutator magnetic* și *senzor Hall*, care trebuie evitate, deoarece descriu incomplet sau eronat funcția realizată.

O problemă actuală de o deosebită importanță o constituie realizarea unui senzor sub formă de circuit integrat. În acest mod se pot obține „*traductoare inteligente*”, capabile să prelucreză informația, oferind-o sub o formă ușor de preluat de alte dispozitive.

În plus, integrarea monolitică asigură și avantajele care-i sînt specifice: robustețe, fiabilitate, economicitate.

O analiză elementară arată că senzorii bazați pe efectul Hall sînt cei mai interesați din acest punct de vedere. Efectul Hall este un efect de cuplaj de ordinul zero, iar constanta Hall a semiconductoarelor este mare¹.

În prezența unui câmp magnetic de intensitate rezonabilă, de ordinul a 50 mT, un element Hall tipic, din siliciu, poate produce semnale electrice de cîțiva milivolți sau zeci de milivolți, ușor de preluat și de prelucrat.

Circuitele integrate din familia β SM 2XX utilizează pentru sesizarea prezenței câmpului magnetic un traductor Hall realizat în același cristal de siliciu cu restul circuitului integrat care prelucreză semnalul oferit de traductorul Hall.

2.1.2. Schemele bloc

Circuitele β SM 23X și β SM 24X îndeplinesc aceeași funcție, schemele lor bloc fiind asemănătoare. În circuitele β SM 23X, alimentarea traductorului Hall și a schemei de comutație are loc prin intermediul unui etaj stabilizator de tensiune (vezi figura 2.1).

*) În acest capitol sînt descrise circuitele produse sub codul comercial β SM 231, β SM 232, β SM 233, β SM 234, β SM 241, β SM 242.

Stabilizarea tensiunii este foarte importantă în funcționarea circuitului, deoarece asigură stabilitatea pragurilor de comutare și permite ca tensiunea de alimentare să ia valori într-o gamă largă.

Deoarece circuitele $\beta SM\ 24X$ sînt proiectate special pentru a fi utilizate în claviaturi, ele se alimentează direct de la o sursă *TTL* (4,5 ... 5,5 V) și nu mai au stabilizator de tensiune încorporat (vezi figura 2.2).

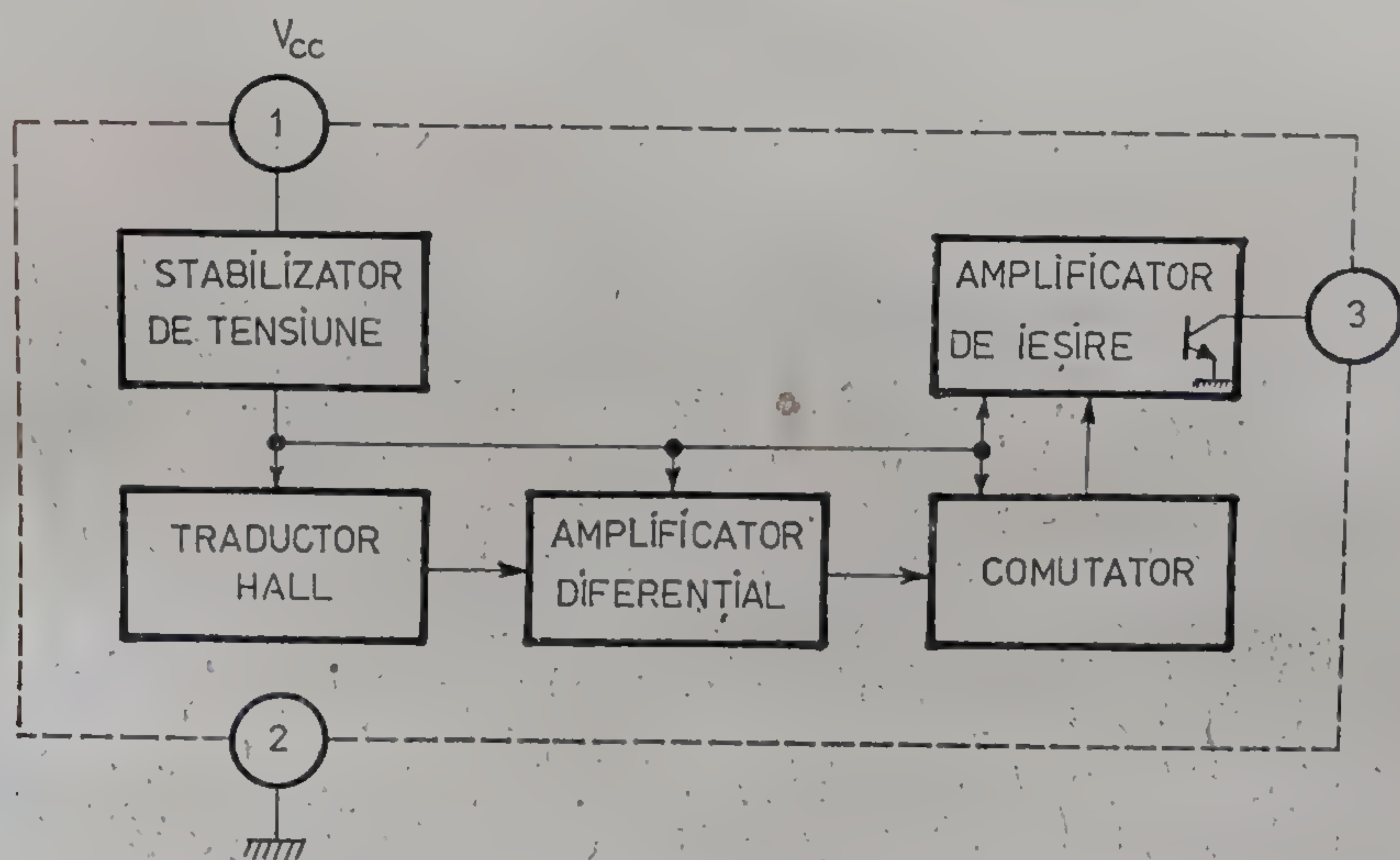


Fig. 2.1. Schema bloc a senzorului magnetic comutator $\beta SM\ 23X$.

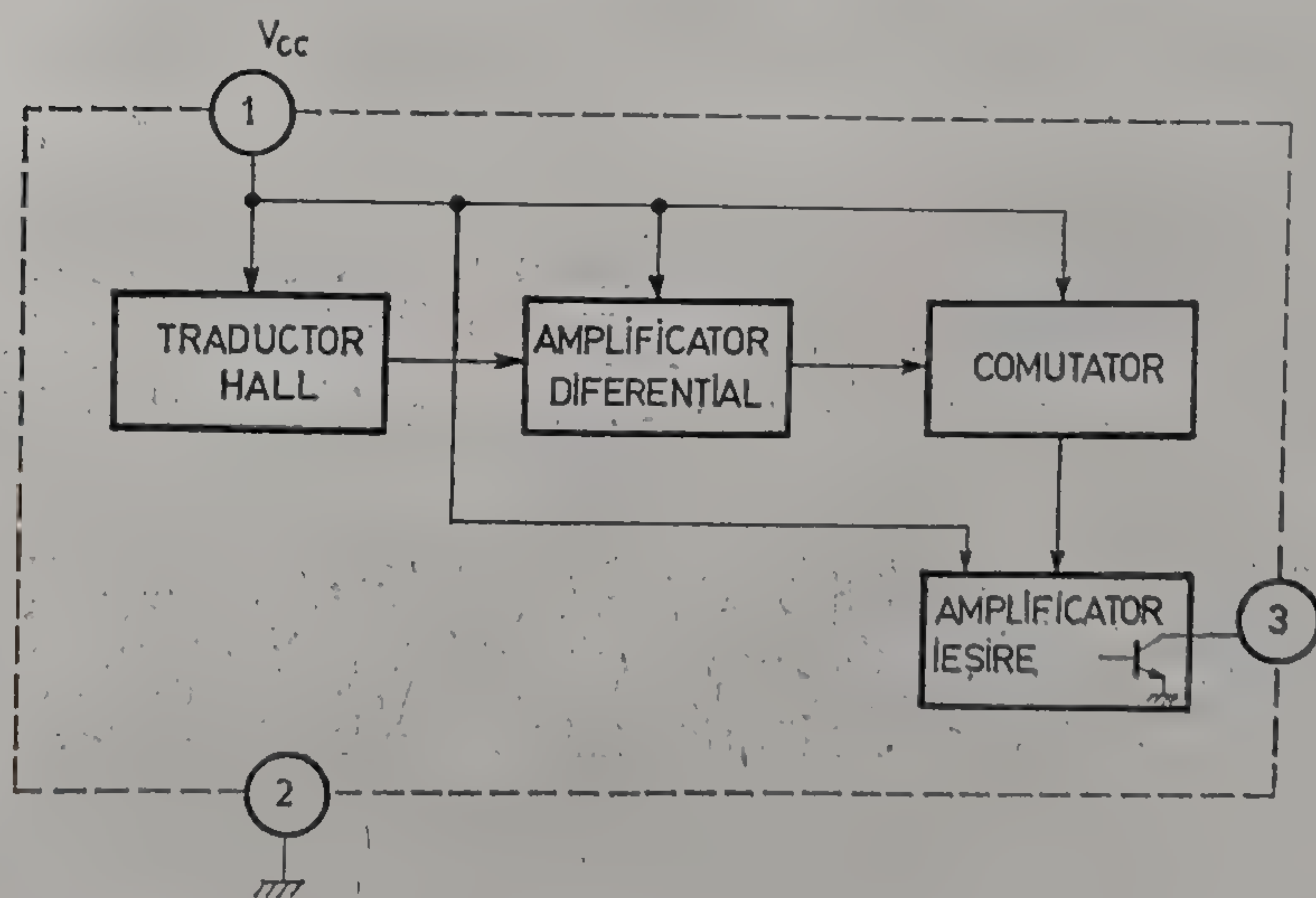


Fig. 2.2. Schema bloc a senzorului magnetic comutator $\beta SM\ 24X$.

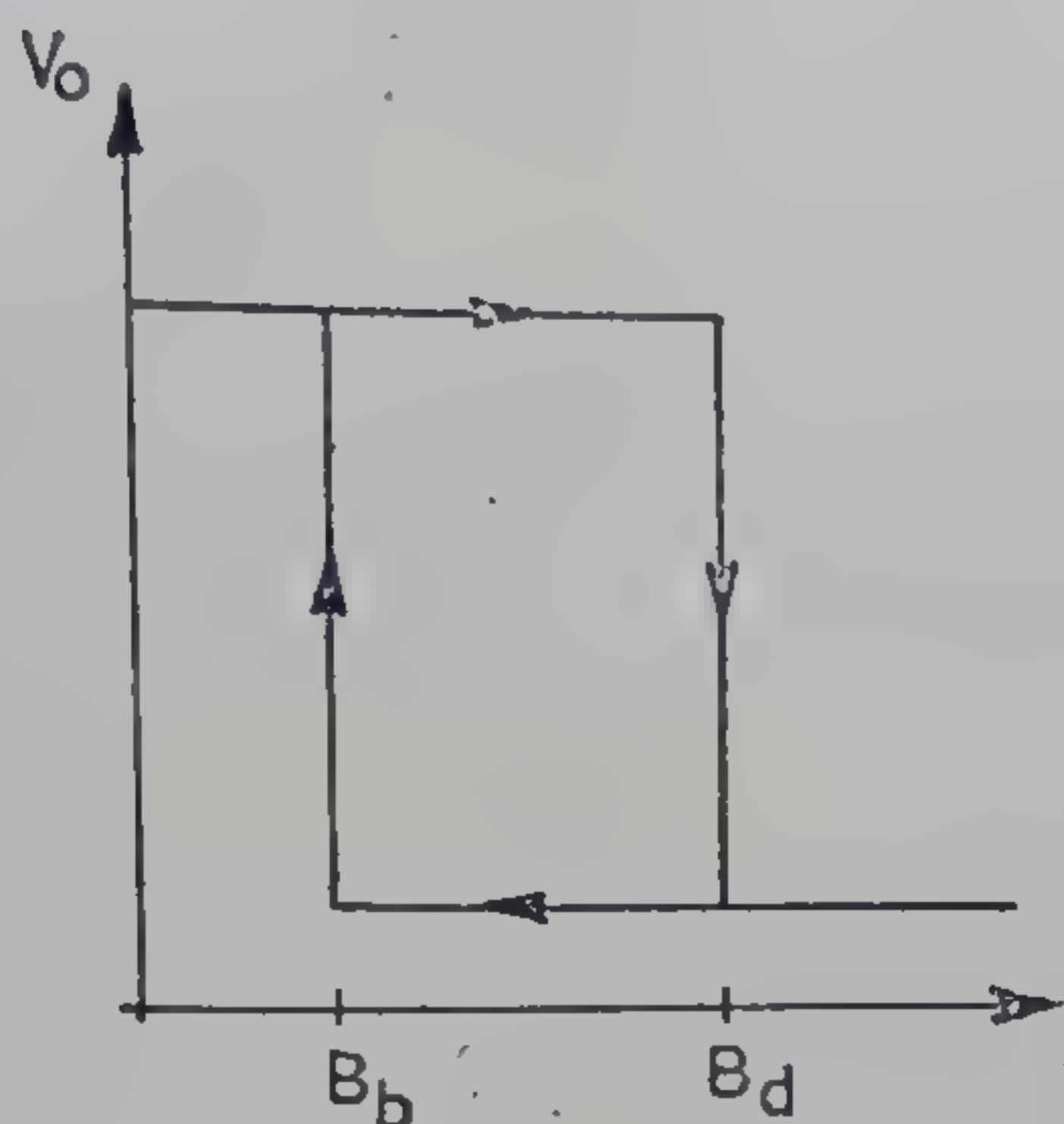


Fig. 2.3. Caracteristica de transfer cu histerezis (B_d = pragul de deschidere, B_b = pragul de blocare).

Restul elementelor schemei bloc (traductorul Hall, amplificatorul diferențial, etajul comparator, etajul de ieșire) sînt comune ambelor circuite.

Traductorul Hall furnizează o tensiune diferențială, proporțională cu inducția magnetică B . Această tensiune este preluată de un amplificator diferențial, fiind apoi aplicată unui comparator cu histerizis. Dacă circuitul este plasat într-un câmp magnetic a cărui inducție depășește valoarea corespunzătoare pragului de deschidere, comparatorul comandă prin intermediul unui amplificator de curent injectarea unui curent în baza tranzistorului de ieșire; ca urmare, colectorul său poate absorbi un curent important. Se spune că în această stare senzorul este „saturat”.

Dacă inducția magnetică scade sub valoarea corespunzătoare pragului de blocare, ieșirea comparatorului revine în starea inițială, tranzistorul de ieșire nu conduce; se spune că senzorul magnetic este „blocat”.

Între pragul de deschidere și pragul de blocare există un histerezis (vezi figura 2.3). Existența histerezisului în caracteristica de transfer este esențială, deoarece asigură imunizarea circuitului față de zgomot (vezi figura 2.4).

2.2. Circuitele $\beta SM 23X$

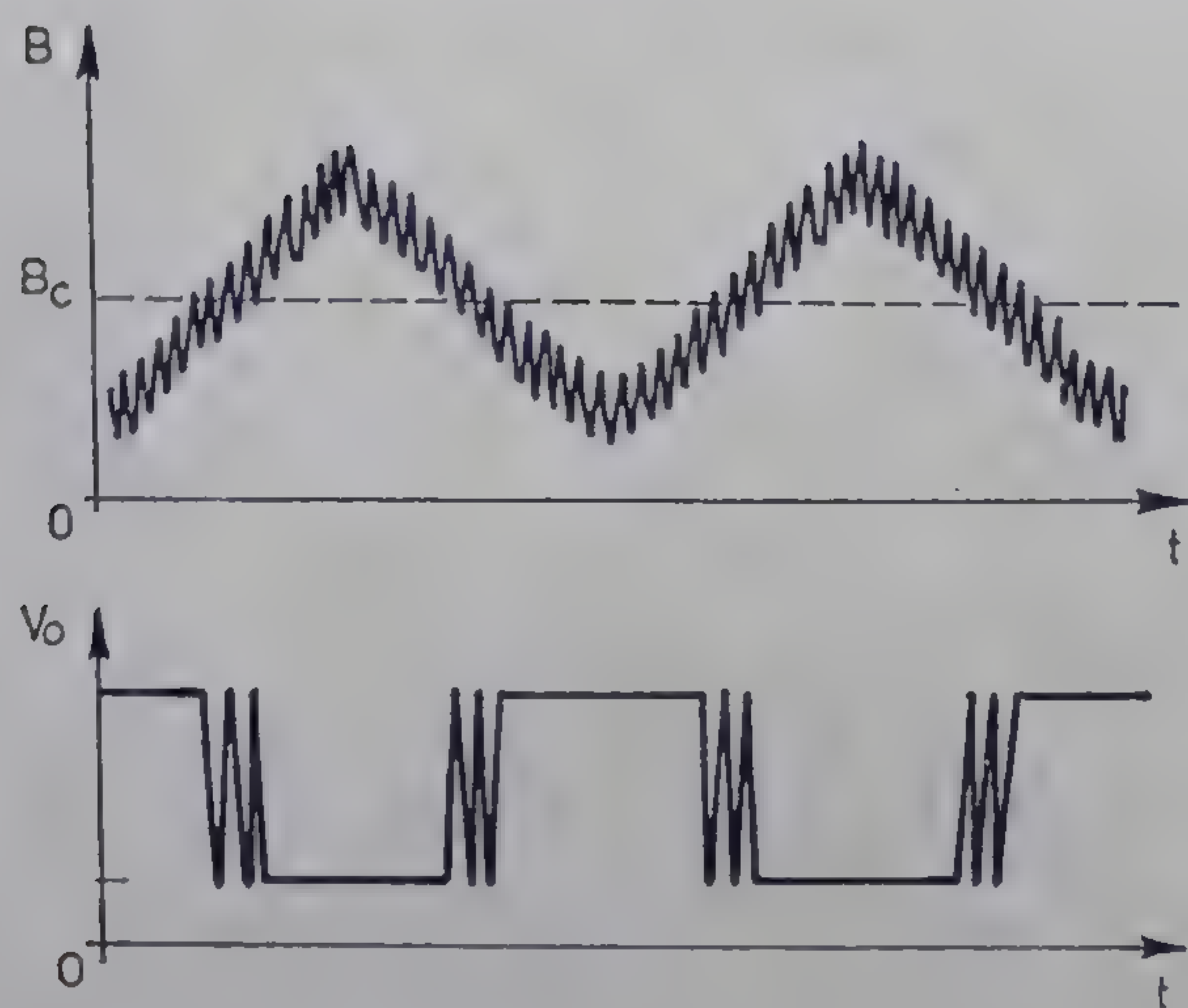
2.2.1. Schema electrică

Schema electrică a senzorilor magnetici comutatori $\beta SM 23X$ este prezentată în figura 2.5.

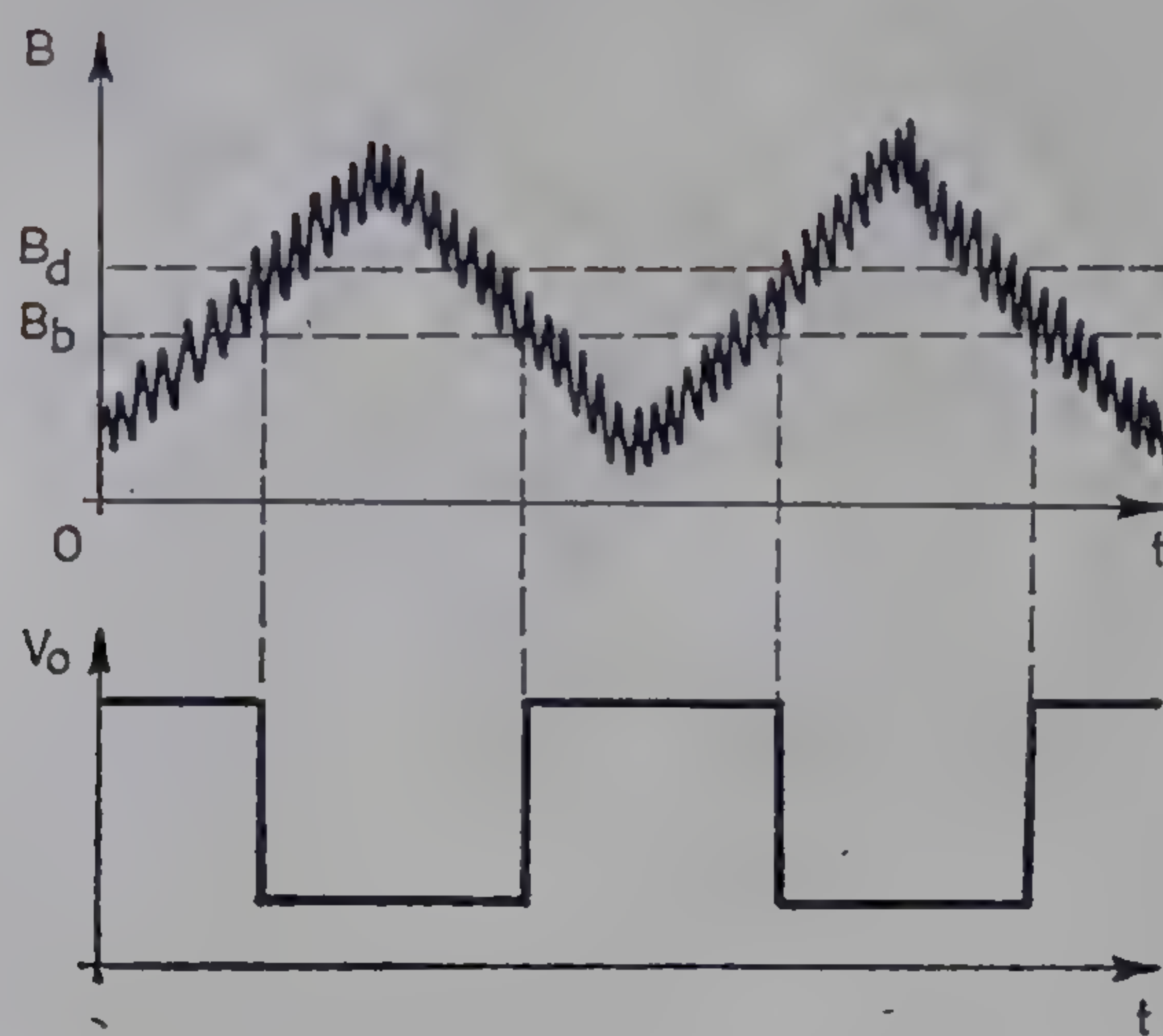
Ea va fi analizată pe blocuri funcționale, cu aproximațiile uzuale ($V_{BE} = 0,65$ V, $V_{CEsat} = 0,2$ V, curenții de bază se neglijează cu excepția cazurilor în care sînt necesare calcule mai precise).

● Stabilizatorul de tensiune și sursele de curent

Circuitele integrate $\beta SM 23X$ trebuie să funcționeze la tensiuni de alimentare cuprinse între 4,5 V (pentru a permite alimentarea la sursa TTL) și 25 V. Valoarea minimă a tensiunii de alimentare (4,5 V) exclude utilizarea ca referință a diodei Zener, deoarece valoarea tipică a tensiunii Zener într-un circuit integrat bipolar este de 7 V.



a



b

Fig. 2.4. Efectul histerezisului asupra comutării în prezența zgomotului. (a) Traductor fără histerezis — B_c este pragul de comutare; apar comutări multiple. (b). Traductor cu histerezis — B_d este pragul de deschidere iar B_b este pragul de blocare; comutarea este fermă.

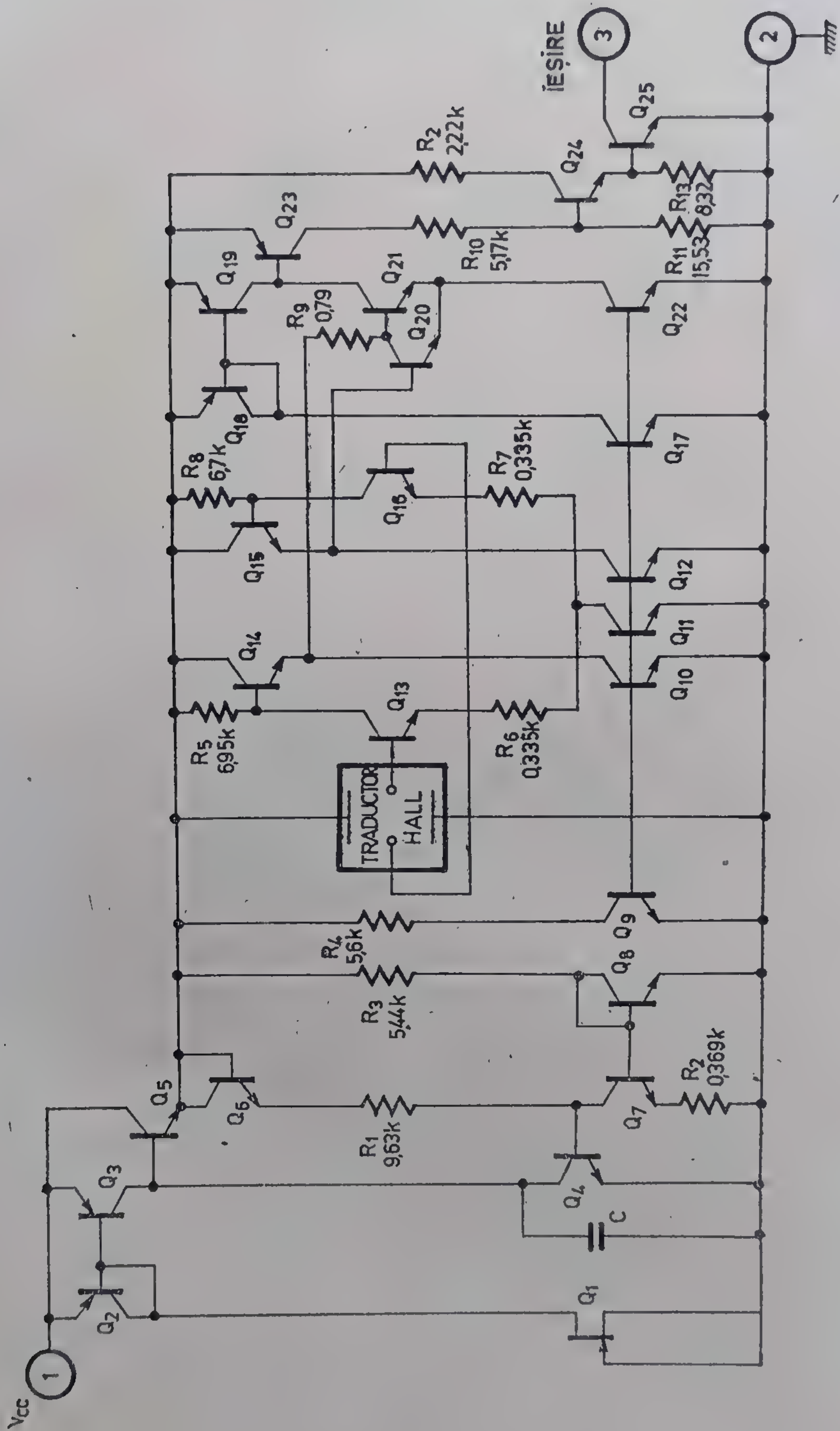
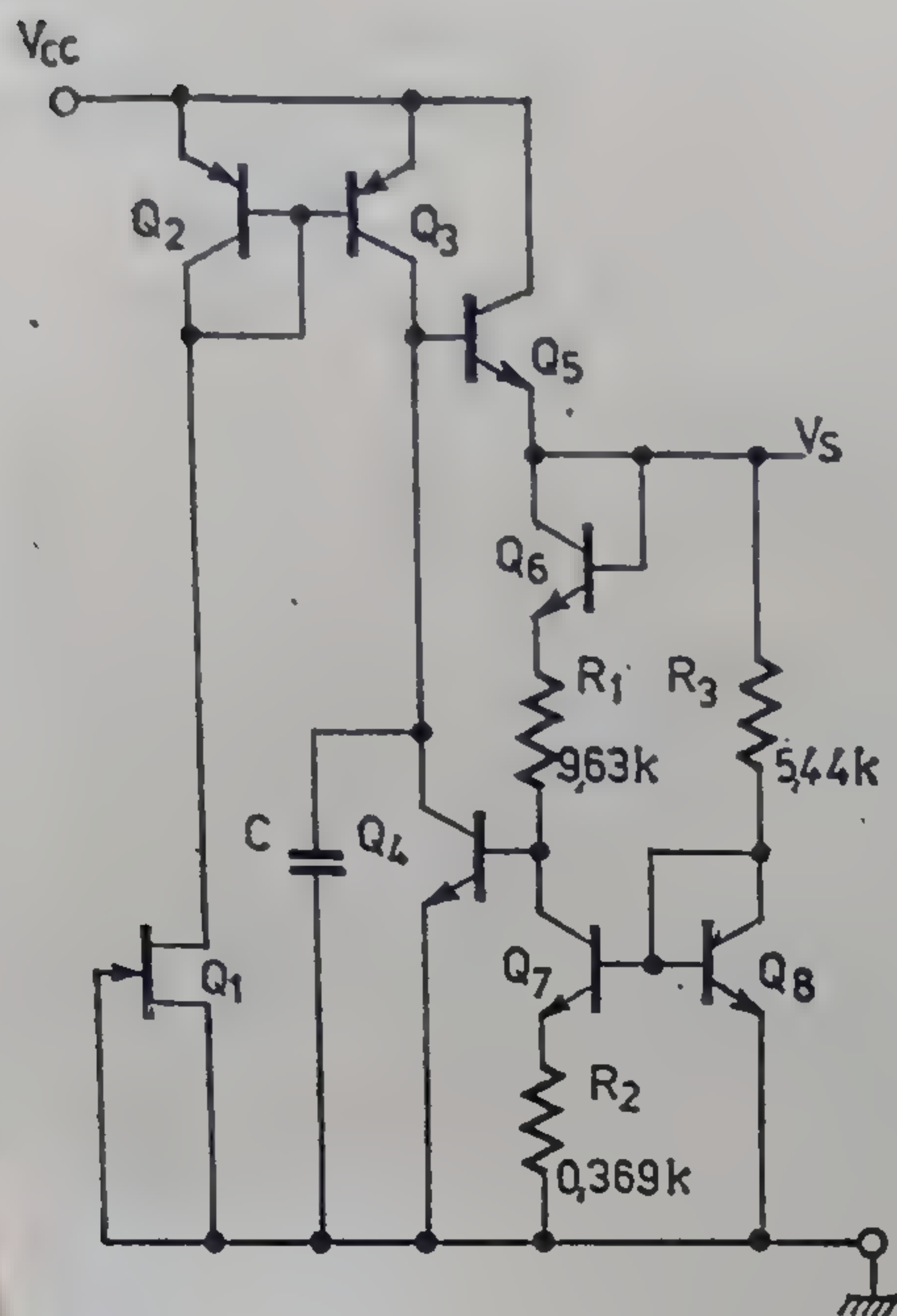


Fig. 2,5. Schema electrică a circuitului integrat $\beta SM23X$.

Fig. 2.6. Schema stabilizatorului de tensiune



Singura referință fără diodă Zener și cu coeficient termic redus este referința de tip „band-gap” (bandă interzisă)^{2,3}. Varianta adoptată în circuitele $\beta SM\ 23X$ este prezentată în figura 2.6. Realizarea acestei surse pornește de la observația că tensiunea V_{BE} și tensiunea termică $V_T = kT/q$ au coeficienții termici de semne opuse. Utilizând ca referință o tensiune dată de suma ponderată a tensiunilor V_{BE} și V_T , se poate atinge o valoare nulă a coeficientului de temperatură.

În figura 2.6 elementele care constituie sursa „band-gap” propriu-zisă sînt tranzistoarele Q_4 , Q_6 , Q_7 , dioda Q_8 și rezistențele R_1 , R_2 , R_3 .

Referința de tensiune „band-gap” utilizează o buclă de reacție pentru a stabili un punct de funcționare al circuitului, astfel încît tensiunea de ieșire V_s să fie egală cu suma tensiunilor V_{BE4} și V_{BE6} (tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor Q_4 și Q_6 deschise) plus o tensiune proporțională cu diferența tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor Q_8 și Q_7 .

Pentru înțelegerea funcționării stabilizatorului se face apel la schema simplificată din figura 2.7, a, cu caracteristica de transfer din figura 2.7, b.

Se urmărește variația potențialului V_2 în condițiile în care tensiunea de intrare V_1 crește de la zero spre valori pozitive.

Dacă $V_1 = 0$, tranzistoarele Q_a și Q_b sînt blocate, deci $V_2 = V_1$, deoarece prin rezistența R_a nu trece curent. La o valoare a tensiunii $V_1 \approx 0,65\text{ V}$, dioda Q_b se deschide (punctul ① din figura 2.7, b) și conduce un curent

$$I_{Cb} = \frac{V_1 - V_{BEb}}{R_c} \quad (2.1)$$

Se observă că

$$V_{BEa} + R_b I_{Ca} - V_{BEb} = 0 \quad (2.2)$$

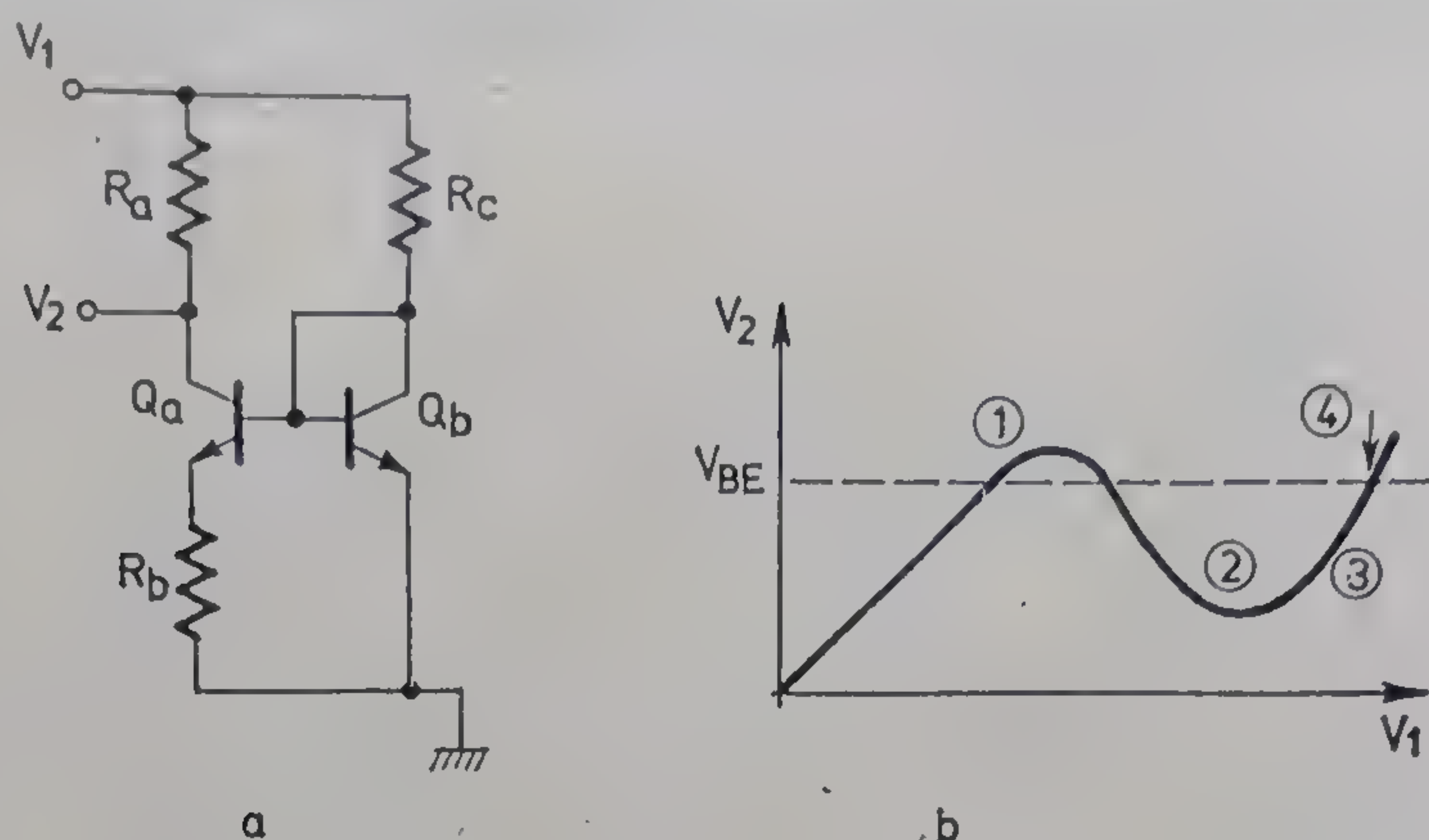


Fig. 2.7. Analiza punctului static de funcționare a stabilizatorului. (a) Schema simplificată. (b) Caracteristica de transfer.

sau

$$V_T \ln \left[\frac{I_{Cb}}{I_{Ca}} \frac{A_a}{A_b} \right] = R_b I_{Ca} \quad (2.3.)$$

unde $V_T = kT/q$ este tensiunea termică, I_{Ca} , I_{Cb} sînt curenții prin tranzistoarele Q_a , respectiv Q_b și A_a , A_b sînt ariile joncțiunilor emitor-bază ale tranzistoarelor Q_a , respectiv Q_b .

În situația în care tranzistoarele au arii egale și se lucrează la curenți mici, valoarea căderii de tensiune pe rezistența R_b poate fi neglijată, astfel că

$$V_T \ln \frac{I_{Cb}}{I_{Ca}} = 0$$

rezultînd

$$I_{Ca} = I_{Cb}$$

deci tranzistoarele lucrează la același curent.

Deoarece R_a este mai mare ca R_b , căderea de tensiune pe ea este mai mare decît ($V_1 - 0,6V$) și tranzistorul Q_a se saturează (punctul ②). Din cauza rezistenței R_b curentul care trece prin R_a va avea o dependență logaritmică de potențialul V_1 , așa cum se poate constata din expresiile 2.2. și 2.3. Curentul I_{Cb} are o dependență liniară de potențialul V_1 — relația 2.1. — deci va crește mai rapid decît I_{Ca} atunci cînd V_1 crește. Din acest motiv căderea de tensiune pe R_a va crește mai lent decît potențialul V_1 , determinînd la un moment dat ieșirea din saturație a tranzistorului Q_a (punctul ③).

Revenind la schema completă a stabilizatorului din figura 2.6. se observă că potențialul din colectorul tranzistorului Q_7 , echivalent cu V_2 din schema simplificată, se stabilește la o valoare egală cu tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_4 .

În figura 2.7, b, sînt două puncte pentru care $V_2 = V_{BE}$: ① și ④; funcționarea corectă asigurată de circuitul de pornire (tranzistoarele Q_1 și Q_2 conectate în oglindă cu Q_3) corespunde punctului de funcționare ④. Rezultă că există o tensiune de alimentare minimă sub care, nu se pot garanta performanțele circuitului. Ea trebuie să se situeze sub 4,5 V, pentru a permite alimentarea de la surse TTL.

Valoarea tensiunii stabilizate, V_s

Tensiunea de ieșire a stabilizatorului, V_s , este egală cu tensiunea V_{BE4} (tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_4 deschis), plus căderea de tensiune pe R_1 , plus tensiunea V_{BE6} (tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_6 des-

chis). Căderea de tensiune pe R_1 este practic egală cu căderea de tensiune pe R_2 multiplicată cu (R_1/R_2) , deoarece curentul de colector al tranzistorului Q_7 este aproximativ egal cu curentul său de emitor.

Căderea de tensiune pe R_2 este egală cu diferența între tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor Q_8 și Q_7 . Deci

$$V_S = 2V_{BE} + \frac{R_1}{R_2} V_{R2} = 2V_{EB} + \frac{R_1}{R_2} (V_{BE8} - V_{BE7}). \quad (2.4)$$

Tensiunea V_S este menținută constantă, atât la variațiile tensiunii de alimentare V_{CC} , cât și la variația sarcinii, prin reacția ce se închide prin tranzistorul Q_4 .

Într-adevăr, la valori mici ale tensiunii de alimentare, Q_4 este blocat. Potențialul emitorului tranzistorului Q_5 va crește odată cu tensiunea de alimentare, pînă va atinge valoarea tensiunii de stabilizare, V_S . Să presupunem în acest moment o variație în sens crescător a tensiunii de alimentare. Curentul I_3 (prin tranzistorul Q_3) va crește, conducînd la creșterea curentului prin Q_5 și implicit la creșterea tensiunii stabilizate V_S . În același timp va crește potențialul bazei tranzistorului Q_4 , acesta deschizîndu-se suficient pentru a controla curentul din baza lui Q_5 , reducîndu-l; prin această reacție negativă se păstrează constantă tensiunea de stabilizare V_S .

Variațiile în sarcină au loc, așa cum se va arăta mai departe, prin intrarea în conducție a etajului final; ca urmare, i se solicită stabilizatorului un curent suplimentar, avînd ca rezultat scăderea curentului prin tranzistoarele Q_6 și Q_7 , deci scăderea tensiunii stabilizate V_S (în acest timp I_3 este constant). Scăderea tensiunii stabilizate V_S are ca rezultat scăderea potențialului în baza tranzistorului Q_4 , acesta fiind scos din conducție. O fracțiune mai mare din curentul I_3 se va închide prin baza lui Q_5 , suplinind astfel variația curentului în sarcină. Astfel, tot printr-un mecanism de reacție negativă se menține constantă tensiunea V_S .

Calculul valorii tensiunii stabilizate trebuie să ia în considerare dependența tensiunii bază-emitor de curentul de colector pentru tranzistoarele Q_7 și Q_8 :

$$V_{BE8} = V_T \ln \frac{I_{C8}}{j_s A_8}, \quad (2.5)$$

$$V_{BE7} = V_T \ln \frac{I_{C7}}{j_s A_7}, \quad (2.6)$$

unde j_s este densitatea curentului rezidual, iar A_7 , A_8 sînt ariile joncțiunilor emitor-bază pentru Q_7 , respectiv Q_8 .

Evident, densitatea curentului rezidual are aceeași valoare pentru tranzistoare identice din punct de vedere tehnologic (realizate simultan în aceeași rundă tehnologică). Rezultă:

$$V_{R2} = V_{BE8} - V_{BE7} = V_T \ln \left(\frac{I_{C8}}{I_{C7}} \frac{A_7}{A_8} \right). \quad (2.7)$$

Curenții de colector se pot aproxima, admitând că variațiile tensiunilor emitor-bază sînt mici față de V_S ($V_{BE4} = V_{BE6} = V_{BE8} = V_{BE}$):

$$I_{C8} = \frac{V_S - V_{BE}}{R_3}, \quad (2.8)$$

$$I_{C7} = \frac{V_S - 2V_{BE}}{R_1}. \quad (2.9)$$

În consecință:

$$V_{R2} = V_T \ln \left(\frac{V_S - V_{BE}}{V_S - 2V_{BE}} \cdot \frac{R_1}{R_3} \cdot \frac{A_7}{A_8} \right). \quad (2.10)$$

Tensiunea care se dezvoltă pe rezistența R_2 are un coeficient de temperatură pozitiv. (Considerînd dependența de temperatură a factorului logaritm slabă, rămîne dominantă tensiunea termică care este proporțională cu temperatura absolută).

Revenind la relația 2.4 se observă că cei doi termeni din membrul drept au coeficienți de temperatură de semne contrare. Din acest motiv coeficientul termic al tensiunii stabilizate va fi mult redus (pentru o anumită valoare a temperaturii va fi chiar nul).

Înlocuind în ecuația 2.4 valoarea căderii de tensiune V_{R2} obținută în 2.10, rezultă:

$$\begin{aligned} V_S &= 2V_{BE} + \frac{R_1}{R_2} V_T \ln \left(\frac{V_S - V_{BE}}{V_S - 2V_{BE}} \cdot \frac{R_1}{R_3} \cdot \frac{A_7}{A_8} \right) = \\ &= 1,3 + \frac{9,63}{0,369} \cdot 0,0257 \ln \left(\frac{V_S - 0,65}{V_S - 1,3} \cdot \frac{9,63}{5,44} \cdot 10 \right). \end{aligned} \quad (2.11)$$

Această ecuație transcendentă permite calculul tensiunii stabilizate. Rezultă:

$$V_S = 3,4 \text{ V.}$$

Se poate estima acum valoarea minimă a tensiunii de alimentare a circuitului:

$$V_{CCmin} = V_S + V_{BE5} + V_{CE3} = 4,25 \text{ V.} \quad (2.12)$$

Luînd în considerare dispersia valorilor, tensiunea emitorului V_{BE5} mai mare de 0,65 V (deoarece tranzistorul O_5 lucrează la curenți mari) și faptul că Q_3 nu trebuie să se satureze, se va admite:

$$V_{CCmin} = 4,5 \text{ V} \quad (2.13)$$

tensiune care satisface condiția impusă inițial.

Coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate

Variația cu temperatura a tensiunii stabilizate se poate studia considerînd că variația curenților prin tranzistoare este mică; în acest caz se poate adopta

pentru tensiunea bază-emitor a unui tranzistor o dependență de temperatură dată de expresia simplificată³.

$$V_{BE} = V_{\varphi 0} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \frac{T_0}{T} \quad (2.14)$$

unde $V_{\varphi 0}$ este tensiunea corespunzătoare valorii benzii interzise extrapolată la zero absolut (pentru siliciu $V_{\varphi 0} \simeq 1,205$ V) și V_{BE0} este tensiunea bază-emitor la temperatura T_0 .

În domeniul de interes ($0^\circ\text{C} \dots 70^\circ\text{C}$) se poate calcula coeficientul termic al tensiunii stabilizate la o temperatură fixă și, admitînd o dependență de temperatură aproximativ liniară, se poate estima variația totală. În acest scop se scrie ecuația 2.11 sub forma

$$F(V_S, T) = 0. \quad (2.15)$$

Funcția F definește implicit funcția $V_S = V_S(T)$. Derivata funcției definite implicit se calculează cu relația:

$$\begin{aligned} \frac{dV_S}{dT} &= - \frac{\frac{\partial F}{\partial T}}{\frac{\partial F}{\partial V_S}} = \frac{1}{T_0} \frac{V_S - 2V_{\varphi 0} - V_T \frac{R_1}{R_2} \frac{V_S(V_{\varphi 0} - V_{BE0})}{(V_S - V_{BE0})(V_S - 2V_{BE0})}}{1 + V_T \frac{R_1}{R_2} \frac{V_{BE0}}{(V_S - V_{BE0})(V_S - 2V_{BE0})}} = \\ &= \frac{1}{298,15} \frac{3,4 - 2 \times 1,205 - 0,0257 \frac{9,63}{0,369} \frac{3,4(1,205 - 0,65)}{(3,4 - 0,65)(3,4 - 1,3)}}{1 + 0,0257 \frac{9,63}{0,369} \frac{0,65}{(3,4 - 0,65)(3,4 - 1,3)}} = \\ &= 2,4 \times 10^{-3} \text{ V}/^\circ\text{C}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Rezultatul 2.16 s-a obținut luînd temperatura $T_0 = 25^\circ\text{C}$.

În domeniul de temperaturi considerat ($0 \dots 70^\circ\text{C}$) variația tensiunii stabilizate este mai mică de 5%.

Pentru alimentarea celorlalte etaje ale circuitului se utilizează surse de curent derivate de la tensiunea stabilizată (vezi figura 2.8). Curentul prin tranzistorul Q_9 este dat de:

$$I_9 = \frac{V_S - V_{BE}}{R_4} = \frac{3,4 - 0,65}{5,6} \text{ mA} = 0,49 \text{ mA}. \quad (2.17)$$

Curenții furnizați de celelalte surse de curent sînt proporționali cu ariile tranzistoarelor conectate ca oglinzi de curent cu tranzistorul Q_9 :

$$\begin{aligned} I_{10} = I_{11} = I_{12} = I_{22} &= 0,164 \text{ mA} \\ I_{17} &= 0,082 \text{ mA} \end{aligned} \quad (2.18)$$

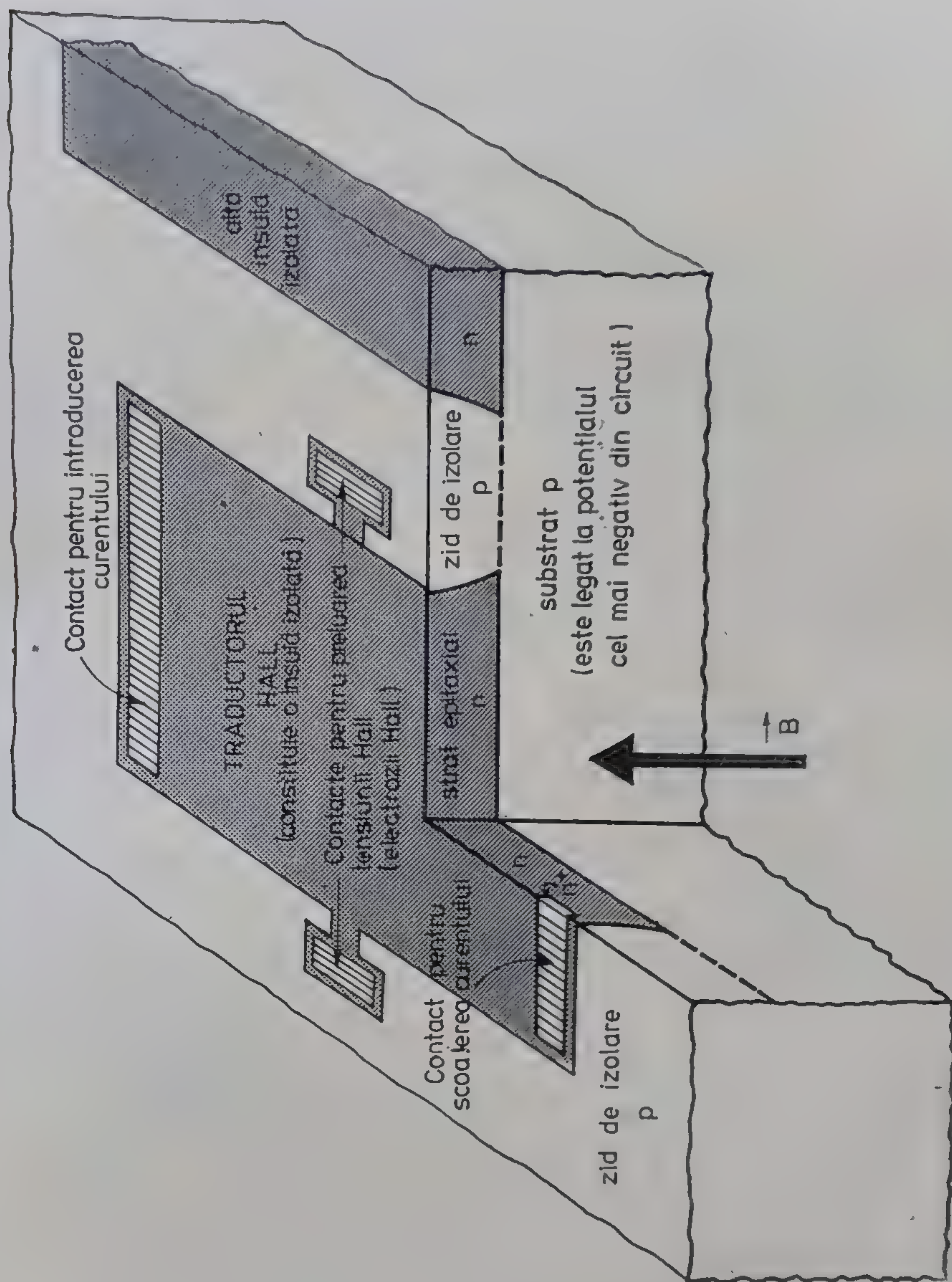


Fig.2.9. Structura tipică a unui element Hall din circuitele $\beta SM 2XX$.

unde q este sarcina electronului. În stratul epitaxial de tip n purtătorii în unitatea de sarcină care trebuie luați în considerare sînt electronii (care sînt majoritari). Între viteza purtătorilor și densitatea de curent există relația

$$\vec{j} = -qn\vec{v} \quad (2.21)$$

unde n este concentrația purtătorilor de sarcină (numărul de purtători în unitatea de volum). Considerînd direcțiile vectorilor din figura 2.9, cîmpul transversal se obține sub forma

$$E = -\frac{1}{qn} Bj \equiv C_H Bj \quad (2.22)$$

unde s-a notat

$$C_H = -\frac{1}{qn}$$

constantă Hall (constantă Hall este negativă pentru electroni).

Tensiunea Hall se calculează ca integrala de linie a cîmpului electric între electrozii transversali. Elementul Hall va avea o grosime relativ mică ($h \ll a, b$) și va fi numit în continuare placă Hall.

Pentru o placă Hall infinit lungă cu electrozi punctuali

$$V_H(a = \infty) = -C_H j B \cdot b. \quad (2.23)$$

Exprimînd densitatea de curent în funcție de curentul prin placă și de aria transversală, se obține:

$$V_H(a = \infty) = -\frac{C_H}{h} IB. \quad (2.24)$$

Relația 2.24 pune în evidență faptul că pentru aplicații sînt interesante materiale cu coeficient Hall mare. Dar coeficientul Hall este cu atît mai mare, cu cît concentrația de purtători este mai mică. Semiconductatorul sărac dopat (acesta este cazul stratului epitaxial) va fi deci un material foarte bun pentru realizarea unui traductor Hall.

Pentru a calcula funcția de transfer a plăcii Hall se impun cîteva precizări.

(1) Expresia coeficientului Hall, calculată în cadrul teoriei cuantice a corpului solid nu se deosebește esențial de relația clasică 2.22. În cazul împrăstierii pe fononi într-un semiconductor nedegenerat, efect dominant în cazul de interes pentru circuitul integrat, în expresia 2.22, apare un factor suplimentar egal cu $3\pi/8$.

(2) Pentru placa Hall cu dimensiuni finite, tensiunea Hall în gol, V_{H0} , diferă de tensiunea în placa infinit lungă $V_H(a = \infty)$ din cauza distorsionării liniilor de cîmp în apropierea electrozilor,

$$V_{H0} = F(G, B) \cdot V_H(a = \infty). \quad (2.25)$$

unde F este un factor care depinde de geometrie (G) și de inducția magnetică (B)^{6,7,8}.

Cu aceste observații se poate scrie funcția de transfer a traductorului:

$$V_H = F(G, B) \cdot \frac{3\pi}{8} \cdot \frac{1}{qn} \cdot \frac{V_S}{R_{Hall}} \cdot \frac{1}{h} \cdot B \quad (2.26)$$

sau:

$$V_H = F(G, B) \cdot \frac{3\pi}{8} \cdot \frac{1}{qn} \cdot \frac{V_S}{\rho \cdot \frac{a}{bh}} \cdot \frac{1}{h} \cdot B =$$

$$= F(G, B) \cdot \frac{3\pi}{8} \cdot \frac{1}{qn} \cdot \frac{V_S}{\rho} \cdot \frac{b}{a} \cdot B.$$

În cazul traductorului Hall din circuitele β SM 2XX $a = 0,21$ mm, $b = 0,135$ mm $F(G, B) = 0,75$, $n = 10^{15}$ cm $^{-3}$ (ρ strat epitaxial = 5 Ω cm), $V_S = 3,4$ V, deci:

$$V_H = 0,75 \cdot \frac{3\pi}{8} \cdot \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-10} \cdot 10^{15} \cdot 10^6} \cdot \frac{3,4}{5 \cdot 10^{-2}} \cdot \frac{0,135}{0,21} \cdot B$$

Funcția de transfer $V_H(B)$ a traductorului Hall din circuitele β SM 2XX este dată de

$$V_H = 0,24 \cdot B. \quad (2.27)$$

Trebuie observat că în cazul senzorilor magnetici comutatori β SM 2XX pragul de acționare magnetică are valori sub 50 mT. În acest domeniu de valori tensiunile furnizate de traductorul Hall sînt sub 15 mV. Din acest motiv erorile care pot apare în realizarea geometriilor sau/și variațiile rezistivității stratului epitaxial pot produce tensiuni de eroare (offset) care suprapuse peste tensiunea Hall utilă pot afecta puternic randamentele de fabricație ale circuitului integrat.

Valoarea acestor erori cumulate este dată în literatură ¹⁸

$$\frac{\Delta V_E}{V_H} = \frac{\Delta V_E^{rot}}{V_H} + \frac{\Delta V_E^{corodare}}{V_H} + \frac{\Delta V_E^{Hall}}{\Delta V_H} \quad (2.28)$$

unde:

- ΔV_E^{rot} — este eroarea datorată deplasării prin rotație a contactelor Hall;
- $\Delta V_E^{corodare}$ — este eroarea datorată lățimii diferite a contactelor Hall, datorită corodării neuniforme;
- ΔV_E^{Hall} — este eroarea datorită variației mobilității electronilor în stratul epitaxial.

Se arată că aceste erori sînt minime pentru geometrii la care raportul lungime/lățime al traductorului Hall este în domeniul 0,8 ... 1,7. De asemenea, se arată că într-un proces de fabricație bine controlat, contribuția erorii datorată variației mobilității este mai mică de 10% din eroarea totală.

În afara erorilor enunțate, tensiunea Hall este afectată și de efectele piezorezistive determinate de solicitările mecanice care se exercită asupra traductorului Hall în urma procesului de încapsulare.

Diminuarea acestui efect nedorit pornește de la observația că tensiunea de eroare ce apare datorită solicitărilor mecanice este dependentă de direcția curentului prin elementul Hall și variază cu cosinusul unghiului dintre direcția curentului și o axă de referință, paralelă cu suprafața elementului Hall ¹⁹. Conform acestei observații, conectînd în paralel două sau mai multe elemente Hall, direcția curentului prin ele fiind diferită, se poate obține diminuarea tensiunii de eroare (teoretic chiar anularea ei pentru unghiuri între direcțiile curenților favorabil alese).

Geometria superficială a unui element Hall realizat pe acest principiu este prezentată în figura 2.10,

Elementul cuprinde două subgrupe (2, 3, 4; 6, 7, 8) și (2, 1, 8; 6, 5, 4), fiecare constituită din cîte două subelemente. Tensiunea de alimentare se aplică la contactele 2 și 6, contactele 8 și 4 constituind masa. Sensul curenților este cel din figura 2.11.

Se observă că la contactele 1 și 5 se va obține un potențial de aceeași polaritate, opusă polarității potențialului obținut la contactele 3 și 7. Contactele cu potențial de aceeași polaritate sînt unite între ele, constituind bornele de culegere a tensiunii Hall. Sînt evidente cîteva din avantajele utilizării unei astfel de structuri:

- componenta tensiunii de eroare (offset) datorată solicitărilor mecanice este mult redusă;
- realizarea unei bune compactități, subelementele Hall nefiind izolate unul de celălalt.

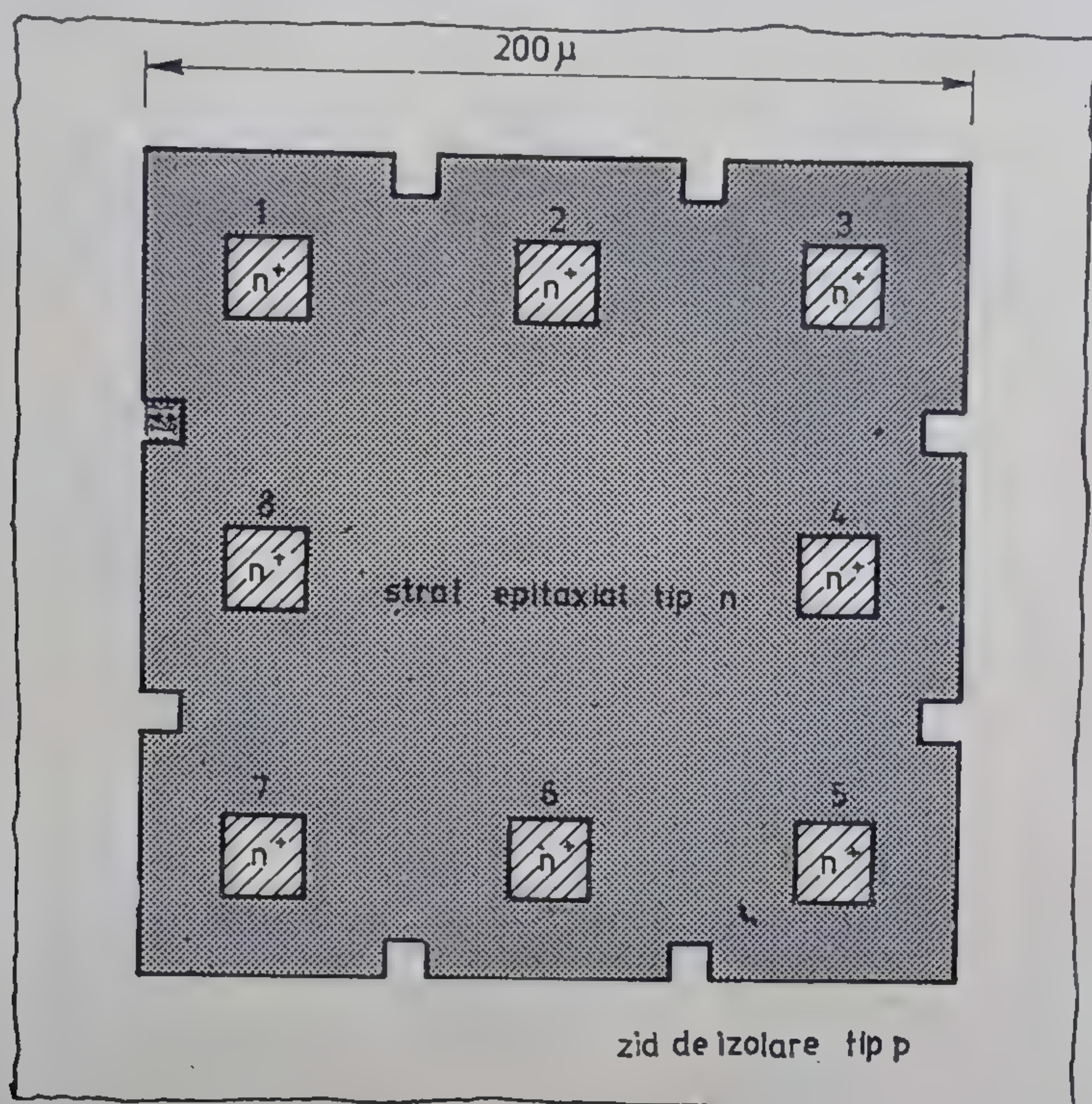


Fig. 2.10. Geometria superficială a unui element Hall care minimizează erorile introduse de solicitările mecanice.

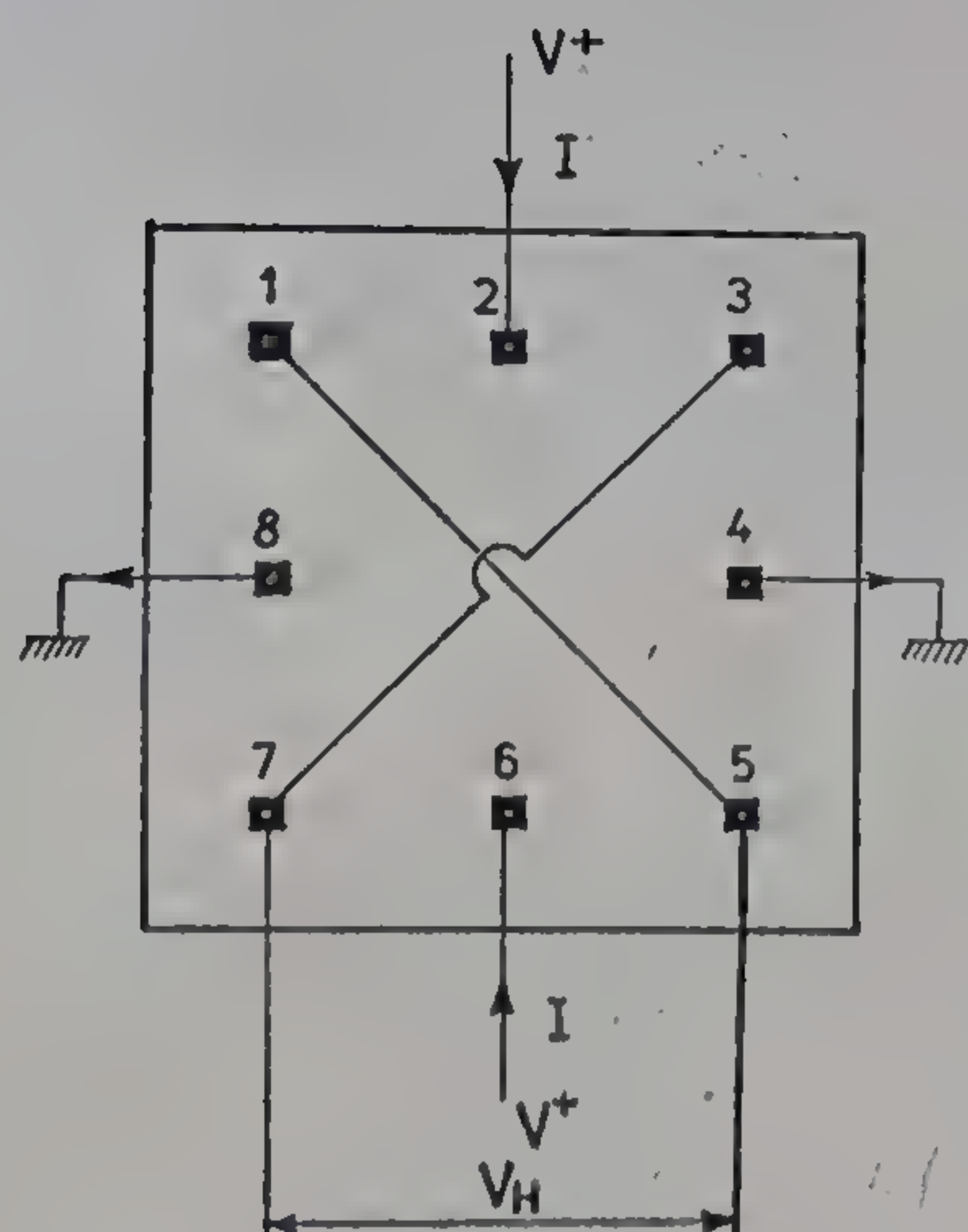


Fig. 2.11. Conectarea în circuit a elementului Hall din figura 2.10.

Compactitatea elementului Hall determină reducerea erorilor datorate neuniformităților de rezistivitate a stratului epitaxial sau eventualelor defecte cristaline.

Tehnologia de încapsulare va urmări, de asemenea, diminuarea tensiunilor mecanice ce se exercită asupra traductorului. Astfel, se recomandă ca lipirea structurii pe grilă să se facă cu rășini, iar structura să fie acoperită cu un material siliconic-elastic.

● Amplificatorul diferențial

Tensiunea Hall se aplică la intrarea unui amplificator diferențial format din tranzistoarele Q_{13} și Q_{16} (vezi figura 2.12). După cum se va vedea din analiza etajului comparator, amplificarea necesară nu este mare.

Se pot deci introduce rezistențele de degenerare R_6 și R_7 caracteristica de transfer a amplificatorului devenind liniară pe un domeniu mai larg de tensiuni diferențiale de intrare.

Așa cum s-a arătat la descrierea traductorului Hall, erorile care pot apare în realizarea geometriilor sau variațiilor rezistivității stratului epitaxial, conduc la apariția unei tensiuni de offset la ieșirea traductorului. Din acest motiv, s-a prevăzut posibilitatea de ajustare a valorii rezistenței R_5 în jurul valorii rezistenței R_8 , astfel încât la intrarea amplificatorului diferențial să apară o tensiune de offset orientată în sensul compensării tensiunii de offset introduse de traductorul Hall.

Pentru a calcula amplificarea etajului, se fac următoarele notații:

$$\Delta R_c = R_5 - R_8, \quad (2.29)$$

$$R_c = \frac{R_5 + R_8}{2}. \quad (2.30)$$

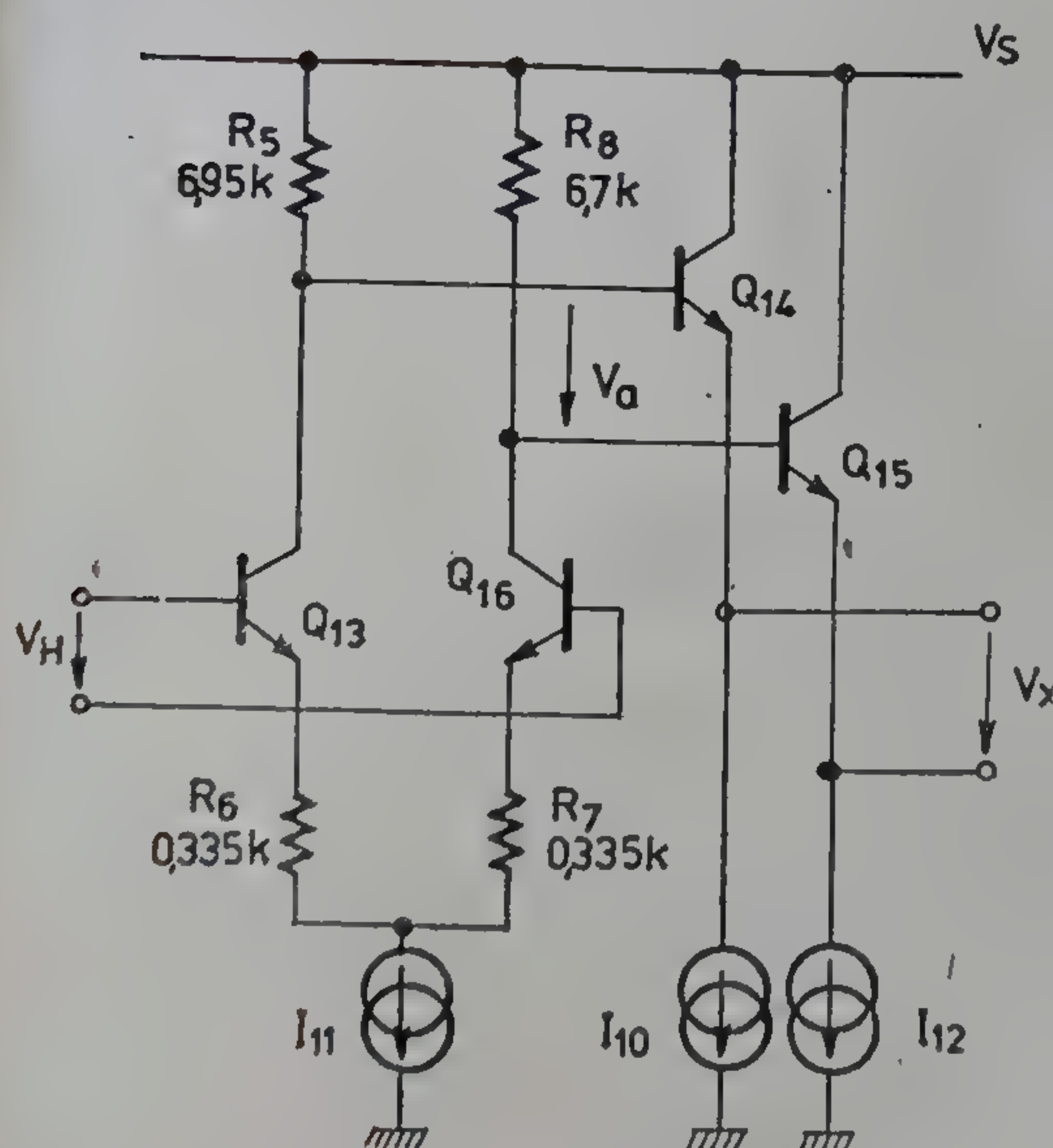


Fig. 2.12. Schema amplificatorului diferențial.

Cu aceste notații se scriu ecuațiile Kirchhoff pentru ochiurile de intrare și ieșire în amplificatorul operațional, neglijând curenții de bază ai tranzistoarelor Q_{14} și Q_{15} (vezi figura 2.12):

$$V_H + V_{BE13} + R_6 I_{E13} - R_7 I_{E16} - V_{BE16} = 0, \quad (2.31)$$

$$V_a - R_8 I_{C16} + R_5 I_{C13} = 0. \quad (2.32)$$

Mărimile care intervin în aceste relații sînt date de expresiile următoare:

$$V_{BE13} - V_{BE16} = V_T \ln \frac{I_{C13}}{I_{C16}} = V_T \ln \frac{I_{E13}}{I_{E16}} \quad (2.33)$$

$$I_{C13} = \alpha_0 I_{E13}; \quad I_{C16} = \alpha_0 I_{E16} \quad (2.34)$$

$$I_{E13} + I_{E16} = I_{11} \quad (2.35)$$

unde $V_T = 0,0257$ V, iar $\alpha_0 = 0,99$ (pentru $\beta = 100$ al tranzistoarelor $n-p-n$).
Notînd

$$R_6 = R_7 = R_E$$

se obține:

$$V_a = \alpha_0 R_C \left(1 - \frac{\Delta R_C}{2R_C} \right) I_{E16} - \alpha_0 R_C \left(1 + \frac{\Delta R_C}{2R_C} \right) I_{E13}. \quad (2.36)$$

Eliminînd curenții I_{E13} și I_{E16} între ecuațiile 2.35 și 2.36 și înlocuind în ecuația 2.31, se obține:

$$\begin{aligned} -V_H = V_T \ln \left(\frac{\alpha_0 R_C \left(1 - \frac{\Delta R_C}{2R_C} \right) I_{11} - V_a}{R_C \left(1 + \frac{\Delta R_C}{2R_C} \right) I_{11} + V_a} \right) - \\ - \frac{R_E}{\alpha_0 R_C} \left(V_a + \alpha_0 \Delta R_C \frac{I_{11}}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.37)$$

Cum $R_5 = 6,95$ k Ω , $R_8 = 6,7$ k Ω , $R_6 = R_7 = 0,335$ k Ω , se obține

$$\Delta R_C = R_5 - R_8 = 6,95 - 6,7 = 0,25 \text{ k}\Omega,$$

$$R_C = \frac{R_5 + R_8}{2} = \frac{6,95 + 6,7}{2} = 6,825 \text{ k}\Omega,$$

$$R_E = R_6 = R_7 = 0,335 \text{ k}\Omega,$$

deci

$$\begin{aligned}
 -V_H &= 0,0257 \ln \left(\frac{0,99 \cdot 6,825 \left(1 - \frac{0,25}{2 \cdot 6,825} \right) 0,164 - V_a}{0,99 \cdot 6,825 \left(1 + \frac{0,25}{2 \cdot 6,825} \right) 0,164 + V_a} \right) - \\
 &\quad - \frac{0,335}{0,99 \cdot 6,825} \left(V_a + 0,99 \cdot 0,25 \cdot \frac{0,164}{2} \right) = \\
 &= 0,0257 \ln \left(\frac{1,0878 - V_a}{1,1284 + V_a} \right) - 0,0496 (V_a + 0,0203). \quad (2.38)
 \end{aligned}$$

Din expresia caracteristicii de transfer 2.38 se poate obține valoarea tensiunii de offset introdusă la intrarea amplificatorului diferențial prin dezechilibrarea rezistenței R_5 :

$$V_{os} = V_H \Big|_{V_a=0} = 0,0257 \ln \left(\frac{1,0878}{1,1284} \right) - 0,0496 \times 0,0203 = 1,95 \text{ mV}. \quad (2.39)$$

Ecuația de transfer 2.38 este reprezentată grafic pentru gama uzuală a tensiunilor diferențiale de intrare în figura 2.13. Se observă liniaritatea bună a caracteristicii de transfer pentru domeniul considerat.

Cîștigul în tensiune al etajului se poate calcula cu relația

$$A = \frac{V_a}{V_H - V_{os}} \quad (2.40)$$

și are valoarea tipică pentru intervalul considerat

$$A = 10,4.$$

Dacă se ține seama că la intrarea amplificatorului se aplică un semnal diferențial, compus din semnalul util al traductorului Hall ($0,24 B$) și o componentă de offset V'_{os} (de sens contrar tensiunii de offset introduse prin modificarea rezistenței R_5) se poate scrie:

$$A = \frac{V_a}{V_H - V_{os} + V'_{os}}. \quad (2.41)$$

Prin procesul tehnologic de ajustare a rezistenței R_5 se urmărește ca $V_{os} \simeq -V'_{os}$. De aceea, se poate scrie expresia semnalului la ieșirea amplificatorului diferențial:

$$V_a = AV_H = 10,4 \cdot 0,24 B = 2,5 B. \quad (2.42)$$

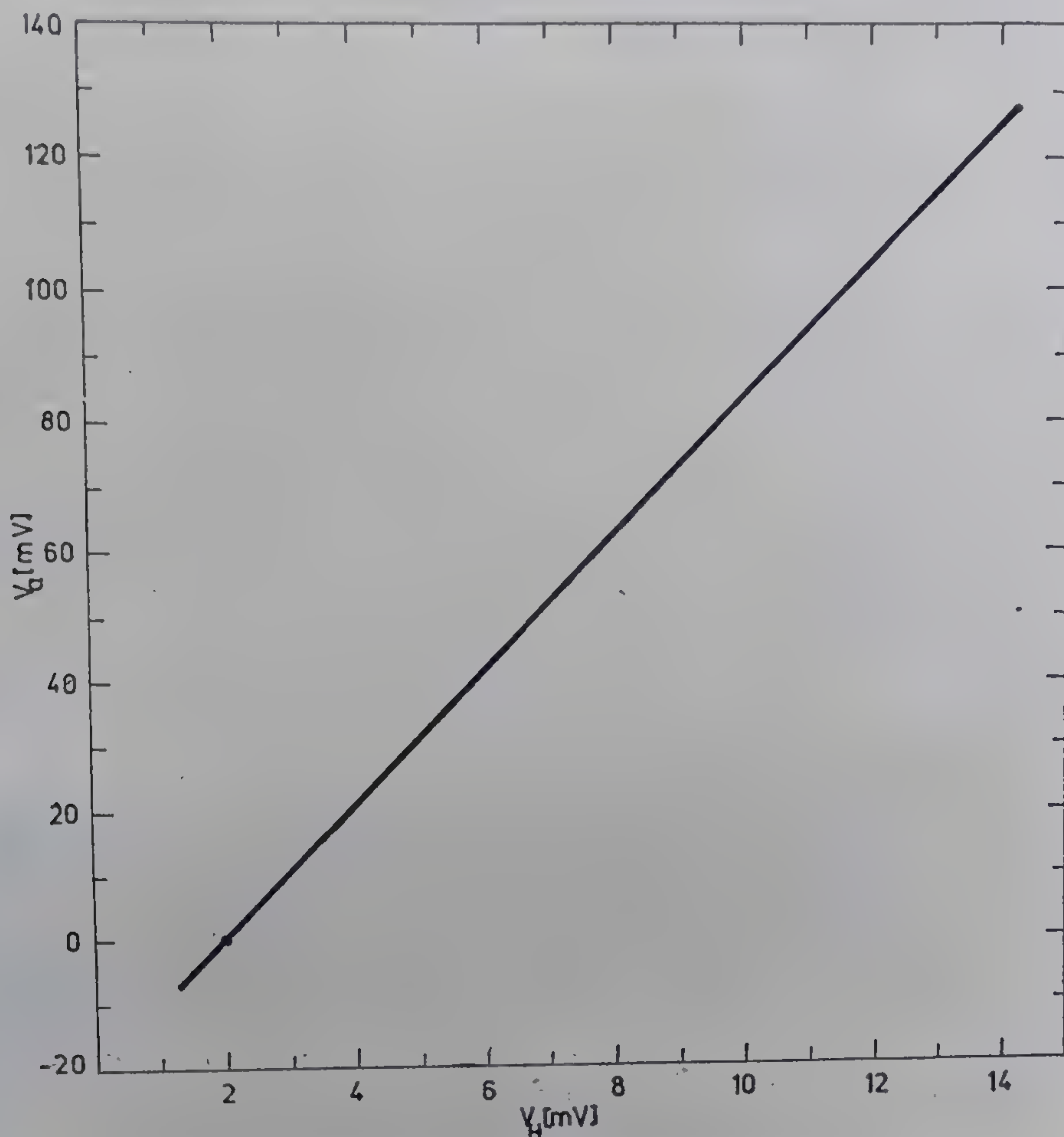


Fig. 2.13. Caracteristica de transfer a amplificatorului diferențial din figura 2.12.

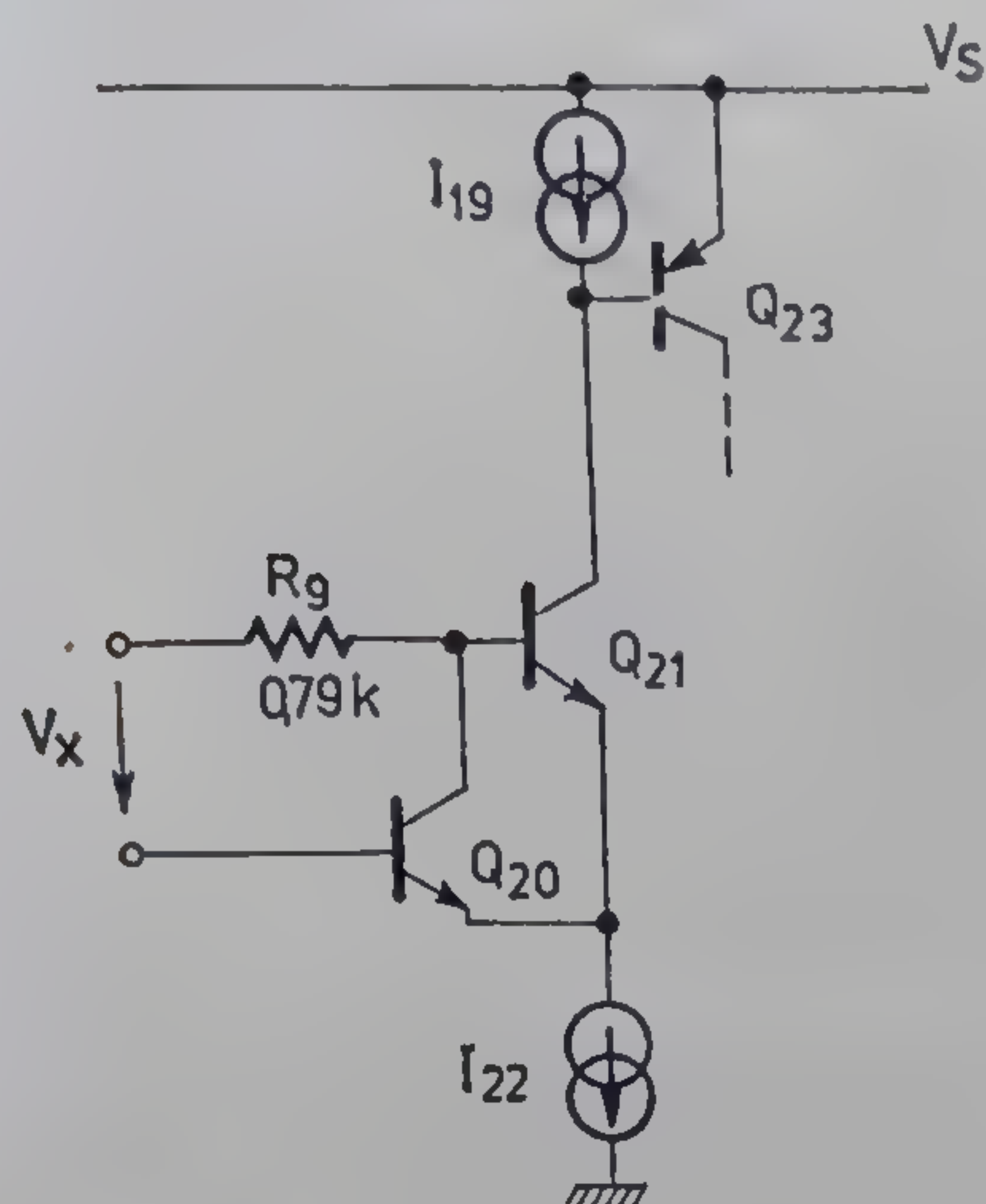
Tranzistoarele Q_{14} și Q_{15} funcționează ca repetare pe emitor jucând rolul de etaj tampon.

Influența lor asupra comutatorului va fi analizată în paragraful următor.

● Etajul comparator

Senzorii magnetici comutatori $\beta SM 23X$ conțin și un comparator cu histerezis deosebit de etajele de tip trigger Schmitt clasice.

El trebuie să aibă pragurile de comutare în domeniul zecilor de milivolți sau cel mult al fracțiunilor de volt. Schema adoptată este prezentată în figura 2.14.

Fig. 2.14. Schema etajului comparator cu histerezis ($A_{20}/A_{21} = 2$)

■ Pentru o analiză de prim ordin se va presupune că rezistența de ieșire a repetoarelor Q_{14} și Q_{15} este nulă. În cazul acestei presupuneri funcționarea comparatorului este descrisă de următoarele ecuații:

$$I_{20} + I_{21} = I_{22} \quad (2.43)$$

$$I_{20} = j_s A_{20} \exp\left(\frac{V_{BE20}}{V_T}\right), \quad (2.44)$$

$$I_{21} = j_s A_{21} \exp\left(\frac{V_{BE21}}{V_T}\right), \quad (2.45)$$

$$V_{BE21} - V_{BE20} = V_x - R_9 I_{20}. \quad (2.46)$$

Ele se pot combina într-o singură expresie scriind raportul I_{21}/I_{20} , substituind I_{21} din 2.43 și înlocuind diferența tensiunilor de bază dată de 2.46:

$$F(V_x, I_{20}) = \left(\frac{I_{22}}{I_{20}} - 1\right) \frac{A_{20}}{A_{21}} - \exp\left(\frac{V_x - R_9 I_{20}}{V_T}\right) = 0. \quad (2.47)$$

Ecuația transcendentă 2.47 definește implicit funcția $I_{20} = f(V_x)$. Graficul funcției este reprezentat în figura 2.15 împreună cu graficul funcției $I_{21} = f(V_x)$. Atunci când V_x este apropiat de 0 V, tranzistorul Q_{20} conduce iar căderea de tensiune care apare pe rezistența R_9 menține tranzistorul Q_{21} blocat. Pe măsură ce V_x crește, curentul prin Q_{20} scade; panta graficului se accentuează pînă devine verticală (punctul ① din figura 2.15, a. În acest moment, curentul variază rapid, trecînd în punctul ②. La scăderea tensiunii V_x , curentul I_{20} crește lent pînă în punctul ③, trecînd apoi brusc în punctul ④.

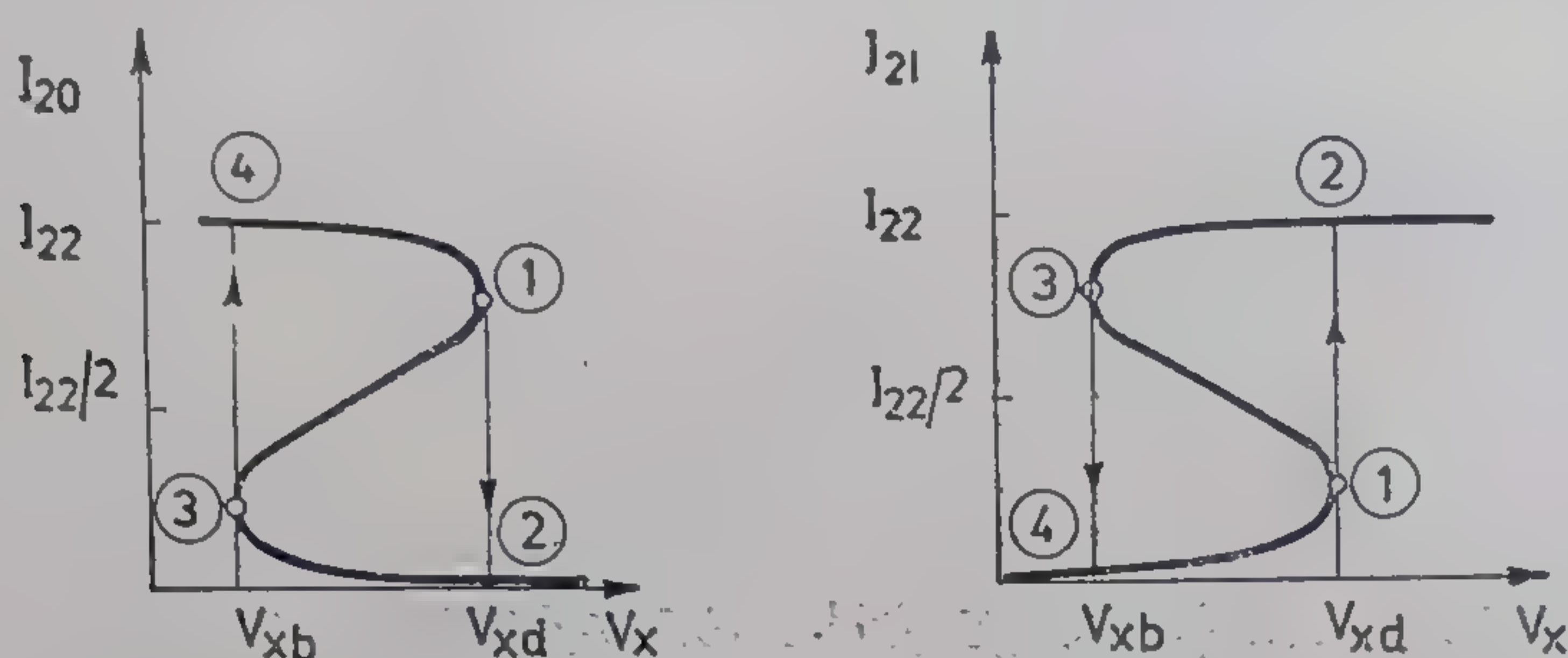


Fig. 2.15. Dependența curentilor [prin tranzistoarele comutatorului în funcție de tensiunea diferențială V_x .

Valoarea curentului I_{20} și a tensiunii V_x la comutare se pot determina analitic, impunând condiția ca panta curentului să fie infinită la comutare. Derivata funcției implicite se calculează cu formula:

$$\frac{dI_{20}}{dV_x} = - \left(\frac{\partial F}{\partial V_x} \right) / \left(\frac{\partial F}{\partial I_{20}} \right). \quad (2.48)$$

Panta curentului este infinită atunci când se anulează derivata parțială a funcției F față de curentul I_{20} :

$$\frac{\partial F}{\partial I_{20}} = - \frac{I_{22}}{I_{20}^2} \frac{A_{20}}{A_{21}} + \frac{R_9}{V_T} \exp \left(\frac{V_x - R_9 I_{20}}{V_T} \right) = 0. \quad (2.49)$$

Eliminînd exponențiala între relațiile 2.48 și 2.49 se obține după calcule elementare o ecuație de gradul doi, avînd ca necunoscută I_{20}

$$I_{20}^2 - I_{22} I_{20} + \frac{V_T}{R_9} I_{22} = 0, \quad (2.50)$$

cu soluțiile:

$$I_{20} = \frac{I_{22}}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4V_T}{R_9 I_{22}}} \right). \quad (2.51)$$

Se observă că în punctele de comutare ① și ③ valorile curentilor I_{20} și I_{21} sînt simetrice față de valoarea $I_{22}/2$, fapt care justifică valoarea generatorului de curent I_{19} , egală cu $I_{22}/2$, care asigură rezoluția optimă între cele două stări.

Introducînd expresia 2.51 în 2.47 se obține:

$$V_{x b, a} = V_T \ln \left[\left(1 \mp \sqrt{1 - \frac{4V_T}{R_9 I_{22}}} \right)^2 \frac{R_9 I_{22}}{4V_T} \frac{A_{20}}{A_{21}} \right] + \frac{R_9 I_{22}}{2} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4V_T}{R_9 I_{22}}} \right]. \quad (2.52)$$

Rezultatul 2.52 al analizei aproximative pune în evidență câteva aspecte deosebit de importante în proiectarea comutatorului.

(1) Valoarea histerzisului (diferența între V_{xd} și V_{xb}) depinde numai de produsul $R_9 I_{22}$ și este independentă de raportul A_{20}/A_{21} .

(2) Valoarea nominală a pragurilor de comutare (V_{xd} și V_{xb}) poate fi ajustată alegând convenabil raportul A_{20}/A_{21} .

■ *Analiza exactă* trebuie să ia în considerare și influența repetitorilor pe emitor Q_{14} și Q_{15} prin intermediul cărora este aplicată tensiunea V_a etajului comparator. Pentru aceasta se face apel la schema din figura 2.16. Cu notațiile din figură se poate scrie:

$$V_a = V_{BE14} + R_9 I_{20} + V_{BE21} - V_{BE20} - V_{BE15}, \quad (2.53)$$

$$I_{10} = I_{12} = I_{22}, \quad (2.54)$$

$$I_{20} + I_{21} = I_{22}, \quad (2.55)$$

$$I_{20} + I_{22} = I_{14}; \quad (2.56)$$

$$I_{15} = I_{22}.$$

Înlocuind curenții exprimați de ecuațiile 2.54, 2.55 și 2.56 în ecuația 2.53, se obține:

$$\begin{aligned} V_a &= V_T \ln \frac{I_{14}}{I_{15}} + V_T \ln \left(\frac{I_{21}}{I_{20}} \frac{A_{20}}{A_{21}} \right) + R_9 I_{20} = \\ &= V_T \ln \left(\frac{I_{20} + I_{22}}{I_{22}} \frac{I_{22} - I_{20}}{I_{20}} \frac{A_{20}}{A_{21}} \right) + R_9 I_{20}. \end{aligned} \quad (2.57)$$

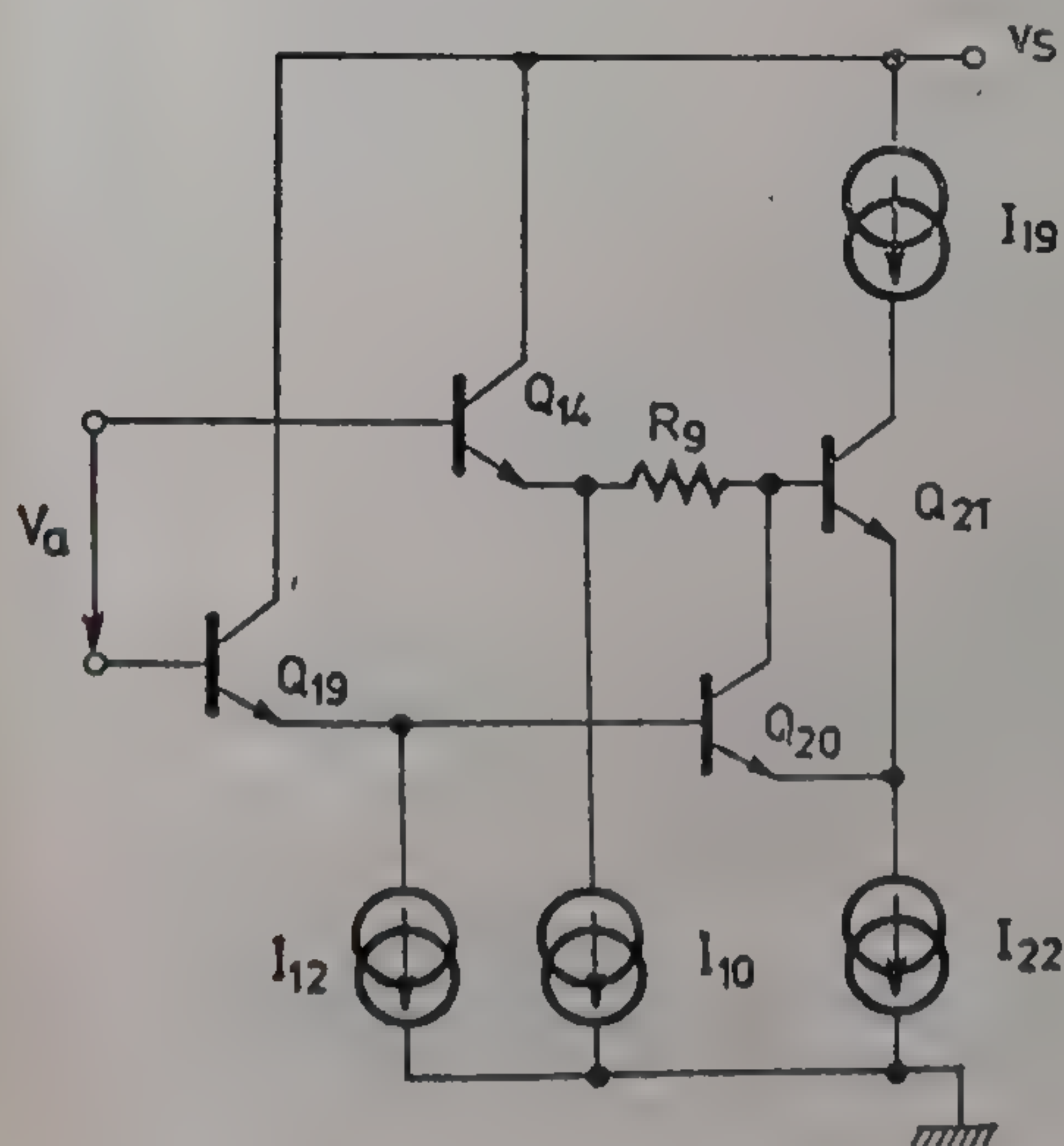


Fig. 2.16. Schema etajului comparator cu repetoarele pe emitor.

Procedînd la fel ca în cazul soluției aproximative, se scrie funcția

$$F(V_a, I_{20}) = \left(\frac{I_{22}}{I_{20}} - 1 \right) \left(\frac{I_{20}}{I_{22}} + 1 \right) \frac{A_{20}}{A_{21}} - \exp \left(\frac{V_a - R_9 I_{20}}{V_T} \right) = 0 \quad (2.58)$$

care definește implicit funcția $I_{20} = f(V_a)$.

După cum s-a arătat în descrierea dată funcționării comparatorului curentul I_{20} are la comutare o pantă infinită. Valoarea acestui curent la comutare se determină din condiția:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial I_{20}} = & - \frac{I_{22}}{I_{20}^2} \left(\frac{I_{20}}{I_{22}} + 1 \right) \frac{A_{20}}{A_{21}} + \frac{1}{I_{22}} \left(\frac{I_{22}}{I_{20}} - 1 \right) \frac{A_{20}}{A_{21}} + \\ & + \frac{R_9}{V_T} \exp \left(\frac{V_a - R_9 I_{20}}{V_T} \right) = 0. \end{aligned} \quad (2.59)$$

Eliminînd termenul exponențial între ecuațiile 2.59 și 2.60, se obține următoarea ecuație pentru I_{20} :

$$\begin{aligned} I_{20}^3 + \frac{V_T}{R_9} I_{20}^2 - I_{22}^2 I_{20} + \frac{V_T}{R_9} I_{22}^2 = \\ = I_{20}^3 + \frac{0,0257}{0,79} I_{20}^2 - (0,164)^2 I_{20} + \frac{0,00257}{0,79} (0,164)^2 = 0. \end{aligned} \quad (2.60)$$

Această ecuație a fost rezolvată numeric. Variația curentului I_{20} în funcție de tensiunea V_a este prezentată în figura 2.17. Se obțin următoarele valori pentru pragurile de basculare:

$$V_{ad} = 102,5 \text{ mV},$$

$$V_{ab} = 84 \text{ mV}.$$

Făcînd apel la relația 2.42, se obțin și valorile corespunzătoare ale pragurilor magnetice:

$$B_a = \frac{V_{ad}}{0,24 \text{ A}} = \frac{102,5}{0,24 \cdot 10,4} = 41 \text{ mT}, \quad (2.61)$$

$$B_b = \frac{V_{ab}}{0,24 \text{ A}} = \frac{84}{0,24 \cdot 10,4} = 33,6 \text{ mT}. \quad (2.62)$$

În foaia de catalog se garantează $B_a < 50 \text{ mT}$ și $B_b > 10 \text{ mT}$. Această rezervă se ia pentru a compensa erorile ce apar față de estimarea teoretică. Aceste erori sînt date, în primul rînd, de necompensarea perfectă a tensiunii de offset a elementului Hall.

● Etajul de ieșire

Schema etajului de ieșire este prezentată în figura 2.18. Etajul de ieșire funcționează ca un amplificator de curent atunci cînd traductorul este saturat (tranzistorul de ieșire Q_{22} este saturat).

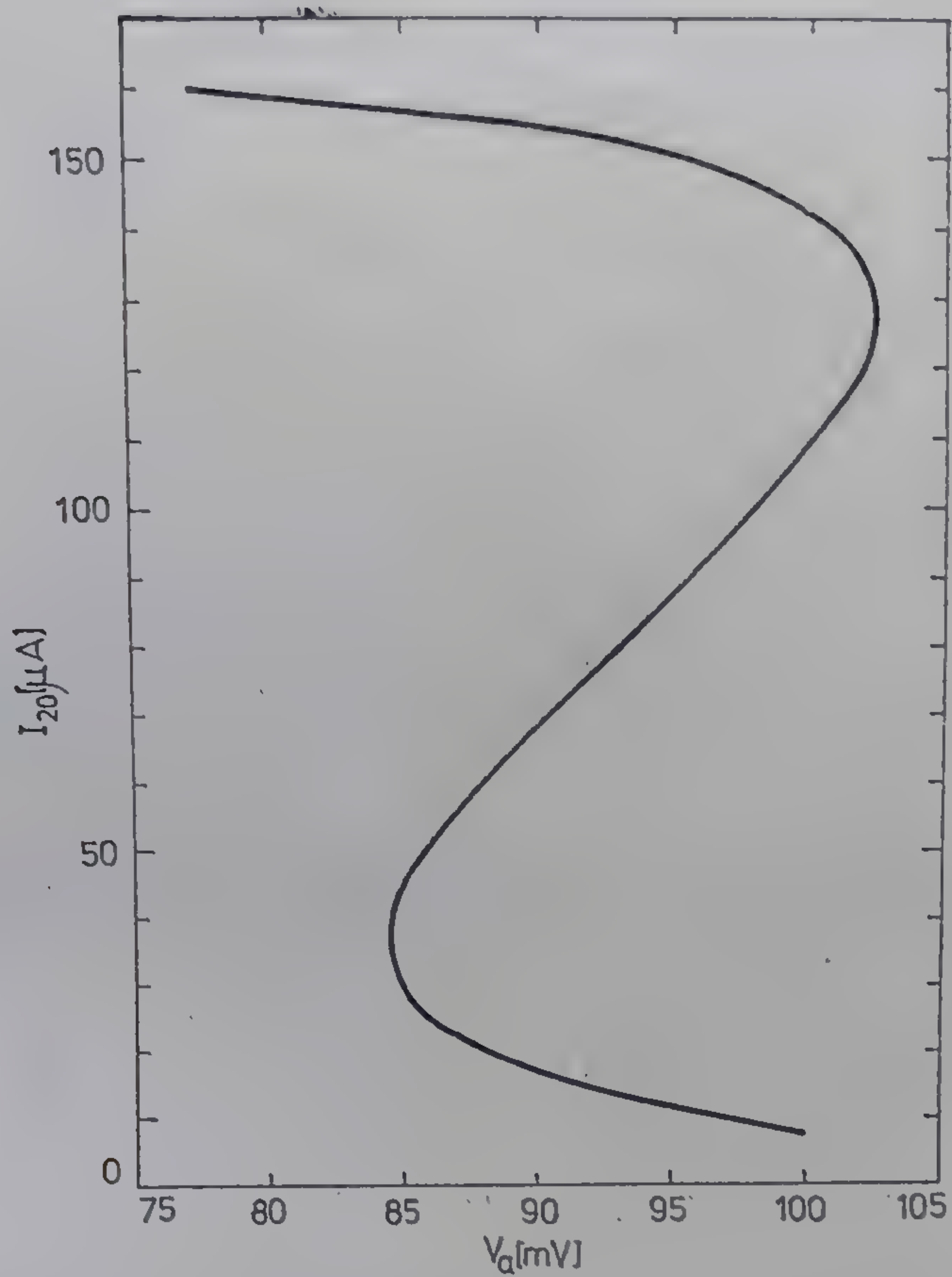


Fig. 2.17. Dependența curentului I_{20} în funcție de tensiunea diferențială V_a .

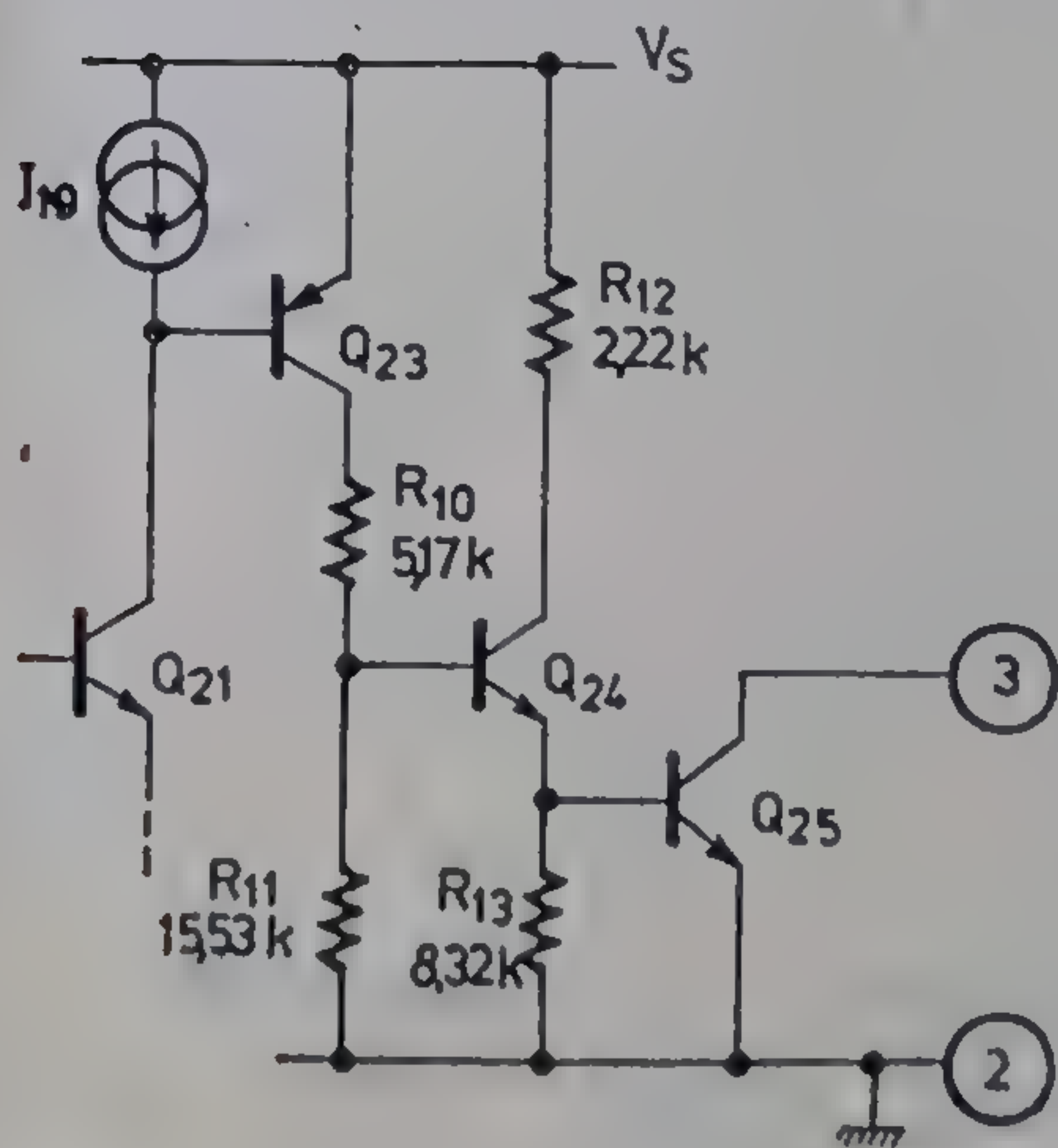


Fig. 2.18. Schema etajului de ieșire.

Curentul maxim pe care îl poate conduce tranzistorul Q_{23} saturat este:

$$I_{23} = \frac{V_S - 2V_{BE} - V_{CEsat\ 23}}{R_{10}} = \frac{3,4 - 2 \times 0,65 - 0,2}{5,17} = 0,87 \text{ mA.} \quad (2.63)$$

Tranzistorul Q_{23} se saturează de îndată ce Q_{21} absoarbe curentul:

$$I_{21} = I_{19} + \frac{I_{23}}{\beta_{23}} = 0,082 + \frac{0,37}{10} = 0,119 \text{ mA} \quad (2.64)$$

relație verificată de etajul comparator în starea deschis.

Într-adevăr, în cele mai nefavorabile condiții (în punctul ② de pe caracteristica din figura 2.15,b.) $I_{21} = 0,129 \text{ mA}$.

Curentul maxim absorbit de tranzistorul Q_{24} de la sursa de tensiune stabilizată este:

$$I_{24} = \frac{V_S - V_{BE25} - V_{CEsat\ 24}}{R_{12}} = \frac{3,4 - 0,65 - 0,2}{2,22} = 1,15 \text{ mA.} \quad (2.65)$$

Tranzistorul Q_{25} primește în bază un curent maxim

$$I_{B25} = I_{24} - \frac{V_{BE}}{R_{13}} = 1,15 - \frac{0,65}{8,32} = 1,07 \text{ mA.} \quad (2.66)$$

Tranzistorul Q_{25} stabilește parametrii de ieșire: tensiunea maximă admisibilă în starea blocat este limitată la 25 V (tensiunea de străpungere colector-emitor a tranzistorului Q_{25}) și tensiunea de ieșire în starea deschis mai mică de 0,2 V pentru un curent de ieșire de 20 mA și mai mică de 0,5 V pentru un curent de ieșire de 50 mA.

● Curentul de alimentare

Cînd tranzistorul de ieșire este blocat, curentul de alimentare tipic este:

$$\begin{aligned} I_{altm(blocat)} &= I_1 + I_3 + I_6 + I_8 + \frac{V_S}{R_{Hall}} + I_{10} + I_{11} + I_{12} + \\ &+ I_{17} + I_{22} = 0,15 + 0,15 + 0,22 + 0,5 + \frac{3,4}{4,2} + 0,164 + \\ &\oplus 0,164 + 0,164 + 0,082 + 0,164 = 2,57 \text{ mA.} \end{aligned} \quad (2.67)$$

Cînd tranzistorul de ieșire este deschis, curentul de alimentare crește la:

$$I_{altm(deschis)} = I_{altm(blocat)} + I_{23} + I_{24} = 2,57 + 0,37 + 1,15 = 4,1 \text{ mA.} \quad (2.68)$$

● Puterea disipată

Circuitul integrat $\beta SM 230$ disipă puterea maximă în starea deschis, cu tensiunea de alimentare de 25 V.

$$P_D = V_{CC}I_{altm} + V_{CEsat25}I_3 =$$

$$= 25 \cdot 0,0041 + 0,5 \cdot 0,04 = 0,122 \text{ W.} \quad (2.69)$$

Se observă că puterea disipată este foarte mică. Capsula SOT 32 este realizată în mod normal pentru dispozitive de medie putere. În cazul circuitului $\beta SM 230$ ea nu a fost aleasă pentru rezistența ei termică redusă, ci pentru că îndeplinește câteva condiții imperative: are trei terminale, permite montarea unui monocristal suficient de mare pentru a conține un circuit integrat și conține exclusiv materiale diamagnetice.

Absența materialelor feromagnetice din construcția capsulei este esențială. Există riscul ca un element fero-magnetic, expus repetat acțiunii cîmpului magnetic, să se magnetizeze permanent, afectînd astfel (aparent) valoarea pragurilor de basculare.

Evident, la puteri disipate atît de mici, orice radiator extern este inutil.

Gaura pentru șurub cu care este prevăzută capsula poate fi utilizată pentru fixarea circuitului în poziția stabilă.

2.2.2. Parametri

● Performanțele circuitului

Parametrii caracteristici ai circuitelor $\beta SM 23 X$ se pot grupa în patru categorii: parametri de alimentare, parametri de ieșire, praguri magnetice și timpi de comutare.

Circuitele $\beta SM 231$ și $\beta SM 232$ se deosebesc de circuitul $\beta SM 230$ numai în ceea ce privește valoarea pragurilor magnetice.

Circuitele $\beta SM 233$ și $\beta SM 234$ sînt variante de sortare ale circuitelor $\beta SM 231$ și $\beta SM 232$, avînd deosebiri în ceea ce privește parametrii de alimentare și de ieșire.

Valorile parametrilor sînt listate în tabelul 2.1. pentru circuitele $\beta SM 230$, $\beta SM 231$ și $\beta SM 232$ și în tabelul 2.2. pentru circuitele $\beta SM 233$ și $\beta SM 234$.

Tabelul 2.1.

$\beta SM 230, \beta SM 231, \beta SM 232$

Senzor magnetic comutator

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	25 V
Curentul de ieșire	50 mA
Gama temperaturilor de funcționare	0°C ... 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-40°C ... +125°C

Tabelul 2.1. (continuare)

 β SM 230, β SM 231, β SM 232

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsulă SOT 32

vedere dinspre fața cu marcaj

1. Alimentare (+V_{cc})
2. Masa
3. Ieșire

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curent de alimentare	I_1	$V_1 = 25 \text{ V}$ $I_3 = 0$ $B = 10 \text{ mT}$ $B = 50 \text{ mT}$		2,4 4,3	4,3 6,5	mA mA
Tensiune de ieșire în starea „deschis”	I_3	$V_1 = 5 \text{ V}$ $B = 50 \text{ mT}$ $I_3 = 20 \text{ mA}$ $I_3 = 40 \text{ mA}$			0,2 0,5	V V
Prag de deschidere	B_d	$V_1 = 4,5 \text{ V}$ β SM 230 β SM 231 β SM 232			50 30 50	mT mT mT
Prag de blocare	B_b	$V_1 = 4,5 \text{ V}$ β SM 230 β SM 231 β SM 232	10 10 25			mT mT mT
Timp de comutare blocat-deschis	t_{bd}	$V_1 = 5 \text{ V}$ $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$		0,2		μs
Timp de comutare deschis-blocat	t_{db}	$V_1 = 5 \text{ V}$ $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$		1		μs

Nota 1: Rezistența R_L se conectează între terminalele 1 și 3.

Nota 2: Inducția magnetică se consideră pozitivă atunci când polul N al magnetului se găsește lângă fața cu radiator și/sau polul S se găsește lângă fața marcată.

Tabelul 2.8

Senzor magnetic comutator
 β SM 233, β SM 234

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	10 V
Curentul de ieșire	30 mA
Gama temperaturilor de funcționare	0°C ... 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-40°C ... +125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsulă SOT-32

vedere dinspre față cu marcaj

1. Alimentare (+V_{CC})

2. Masă

3. Ieșire

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curent de alimentare	I_1	$V_1 = 10 \text{ V}$ $I_3 = 0$ $B = 10 \text{ mT}$ $B = 50 \text{ mT}$		5 7	8 10	mA mA
Curent de ieșire în starea „blocat”	I_3	$V_1 = 10 \text{ V}$ $B = 10 \text{ mT}$			250	μA
Tensiunea de ieșire în starea „deschis”	V_3	$V_1 = 5 \text{ V}$ $I_3 = 16 \text{ mA}$ $B = 50 \text{ mT}$			0,5	V
Prag de deschidere	B_d	$V_1 = 5 \text{ V}$ β SM 233 β SM 234			30 50	mT mT

Tabelul 2.2 (continuare)
 β SM 233, β SM 234

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min.	Tipic	Max.	Unități
Prag de blocare	B_D	$V_1 = 5 \text{ V}$ β SM 233 β SM 234	10 25			mT mT
Timp de comutare blocat-deschis	t_{bd}	$V_1 = 5 \text{ V}$ $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$		0,2		μs
Timp de comutare deschis-blocat	t_{db}	$V_1 = 5 \text{ V}$ $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$		1		μs

NOTA 1: Rezistența R_L se conectează între terminalele 1 și 3.

NOTA 2: Inducția magnetică se consideră pozitivă atunci când polul N al magnetului se găsește lângă fața cu radiator și/sau polul S se găsește lângă fața marcată.

● Măsurători la fabricant

La fabricant se utilizează o interfață de sortare specială, pentru un sistem automat pilotat de calculator. Piesa cea mai importantă a interfeței este sursa calibrată de câmp magnetic, constituită dintr-o înfășurare pe un miez de ferită prevăzut cu un întrefier în care se plasează circuitul în timpul testelor (vezi figura 2.19).

● Măsurători la utilizator

Funcționarea circuitului β SM 230 și a variantelor lui poate fi verificată rapid cu circuitul din figura 2.20.

În absența câmpului magnetic voltmetrul arată o tensiune egală cu tensiunea sursei E (aleasă între 4,5 V și valoarea maximă a tensiunii de alimentare).

Dacă se apropie un magnet suficient de puternic de circuit (polul S spre fața marcată sau polul N spre fața cu radiator), tensiunea măsurată de voltmetru scade la câteva fracțiuni de volt. Rezistența R va avea o valoare mai mare decât $E/I_{3\text{max}}$.

Cu excepția pragurilor magnetice, practic toți parametrii circuitului pot fi măsurați cu ajutorul unui *caracterograf pentru tranzistoare*.

Caracteristica de alimentare se obține legând terminalul 1 al circuitului la borna colector și terminalul 2 la borna emitor și măsurând ca pentru un tranzistor *npn*.

Caracteristica de ieșire se poate vizualiza legând terminalul 3 la borna colector, terminalul 2 la borna emitor, iar terminalul 1 la borna bază; sursa de polarizare a bazei se reglează astfel încât să furnizeze tensiuni cuprinse între 4,5 V și tensiunea de alimentare maximă și se măsoară ca pentru un tranzistor *npn*.

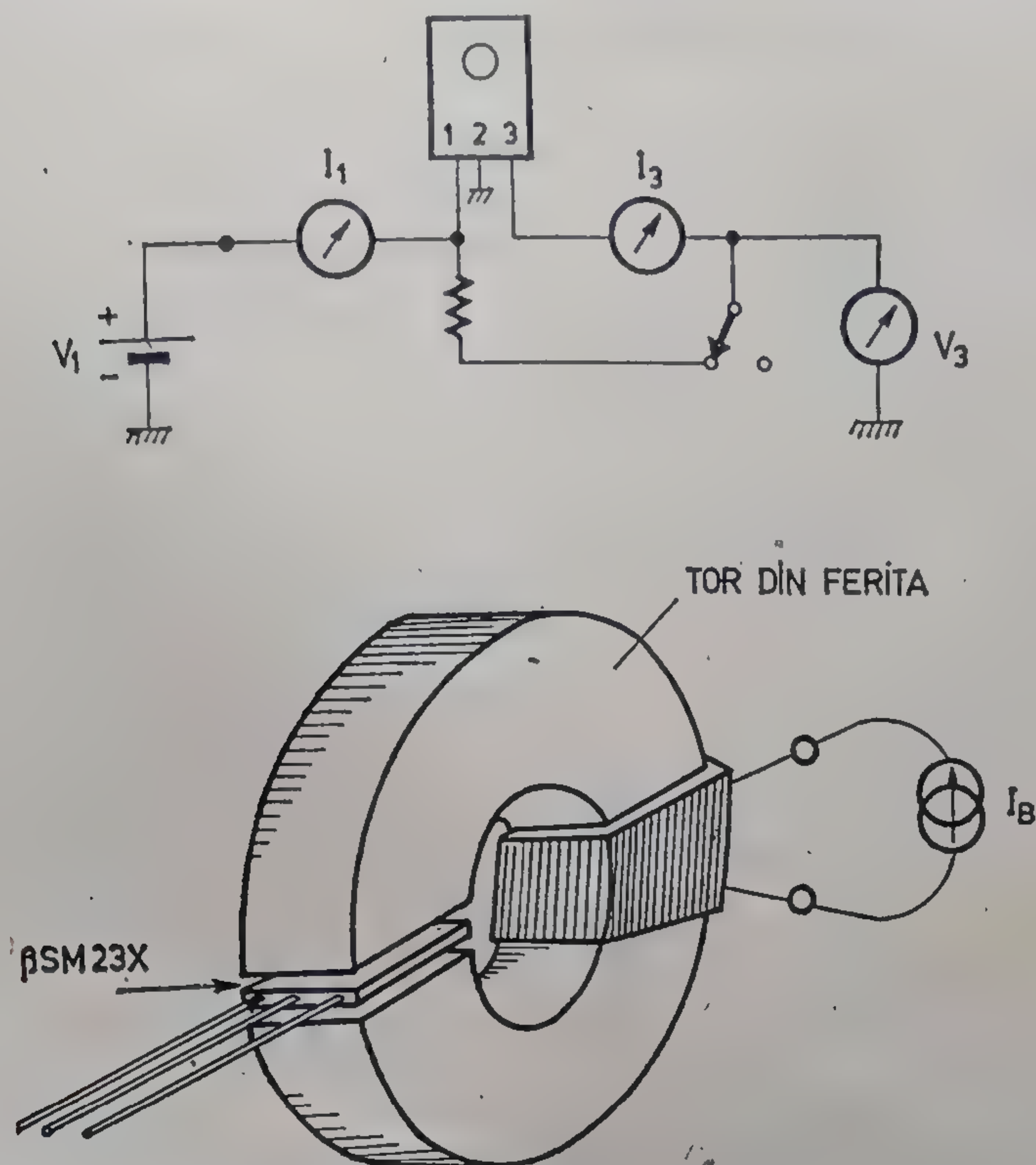


Fig. 2.19. Schema de măsură, (a), și aspectul exterior al sursei calibrate de câmp magnetic, (b).

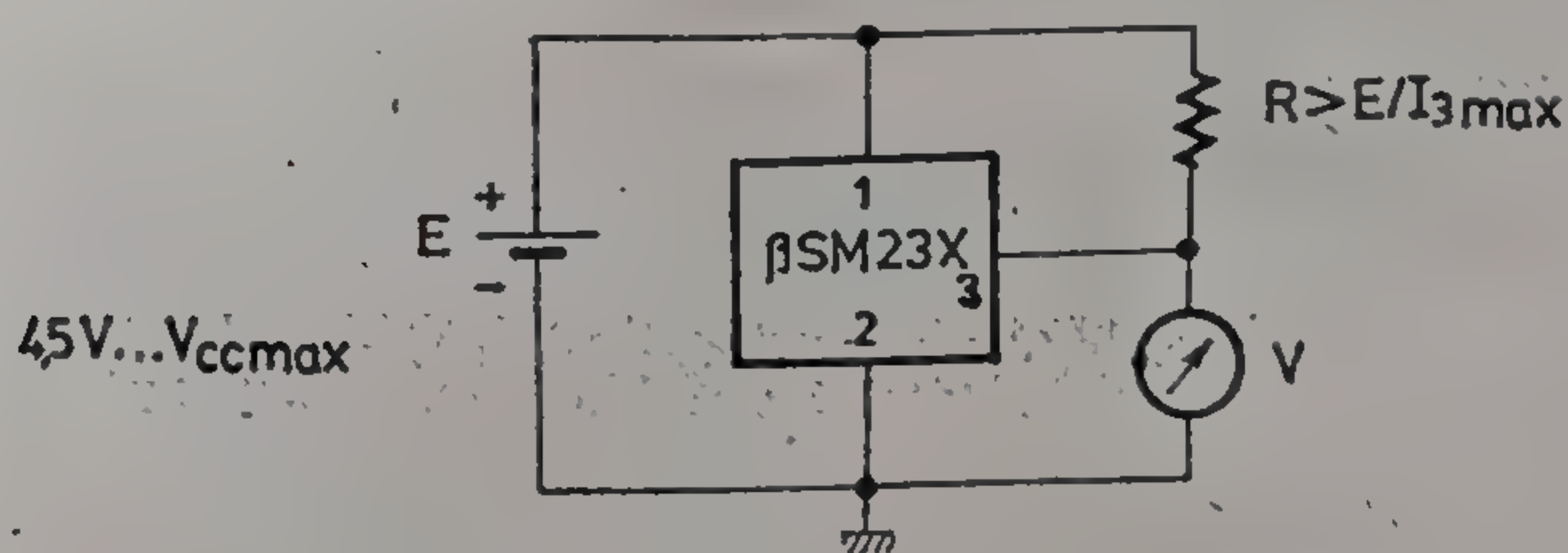


Fig. 2.20. Schemă simplă pentru măsurări funcționale.

Cele două caracteristici sînt prezentate în figura 2.21.

O eroare curentă în asemenea determinări provine din necunoașterea polilor magnetului. De aceea se recomandă ca înainte de a se trage concluzia că circuitul nu funcționează să se apropie de circuit și capătul opus al magnetului.

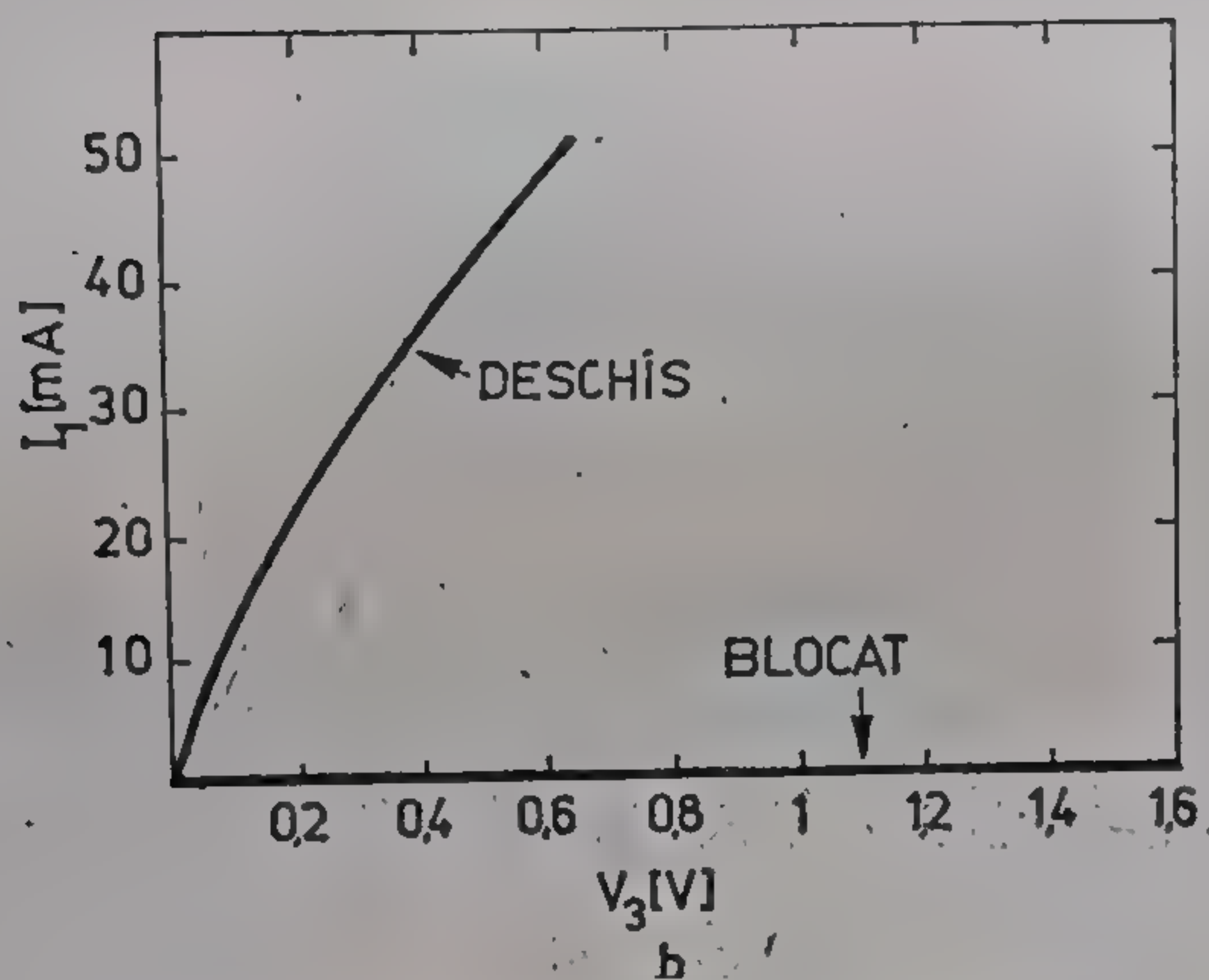
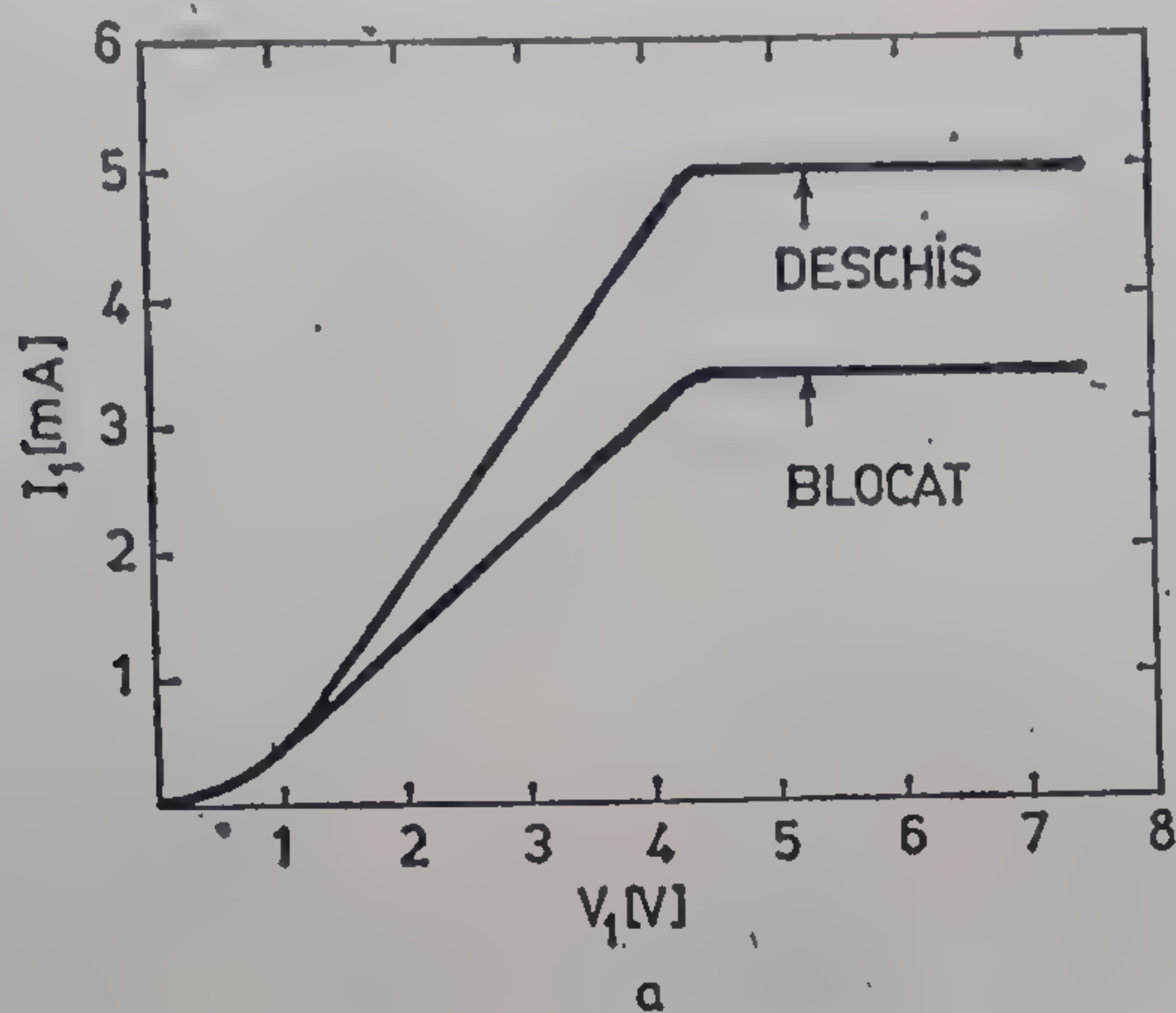


Fig. 2.21. (a) Caracteristica de alimentare.
(b) Caracteristica de ieșire.

2.3. Circuitele $\beta SM 24X$

Circuitele $\beta SM 24X$ au fost realizate pentru utilizarea în tastaturile diverselor echipamente periferice. Din acest motiv, circuitul întrunește câteva condiții specifice acestei destinații:

- alimentarea poate fi făcută de la o sursă *TTL* (5 V);
- ieșirea, de tip colector în gol, este compatibilă *TTL*.

2.3.1. Schema electrică

Schema electrică de ansamblu a circuitelor $\beta SM 24X$ este prezentată în figura 2.22. Analiza schemei electrice se va face sumar, preluându-se unde este cazul, rezultatele obținute în analiza circuitelor $\beta SM 23X$.

● Elementele de polarizare

Regimul de curenți din circuit este dictat de tranzistorul Q_1 conectat în oglindă cu Q_7 , Q_8 , Q_9 și Q_{10} . Curentul prin tranzistorul Q_1 are valoarea:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - 3V_{BE}}{R_1} = \frac{5 - 3 \cdot 0,65}{85,3} \text{ mA} = 86 \text{ } \mu\text{A}. \quad (2.70)$$

Corespunzător, curenții prin Q_7 , Q_8 , Q_9 și Q_{10} vor fi (proporționali cu perimetrele tranzistoarelor pnp laterale):

$$I_7 = 86 \text{ } \mu\text{A}, \quad I_8 = I_9 = 43 \text{ } \mu\text{A}, \quad I_{10} = 172 \text{ } \mu\text{A}.$$

Curentul prin tranzistorul Q_6 , conectat în oglindă cu Q_3 va fi

$$I_6 = I_3 = I_1 = 86 \text{ } \mu\text{A},$$

iar curentul prin Q_{18} conectat în oglindă cu Q_{11}

$$I_{18} = I_{11} = I_7 = 0,086 \text{ mA}.$$

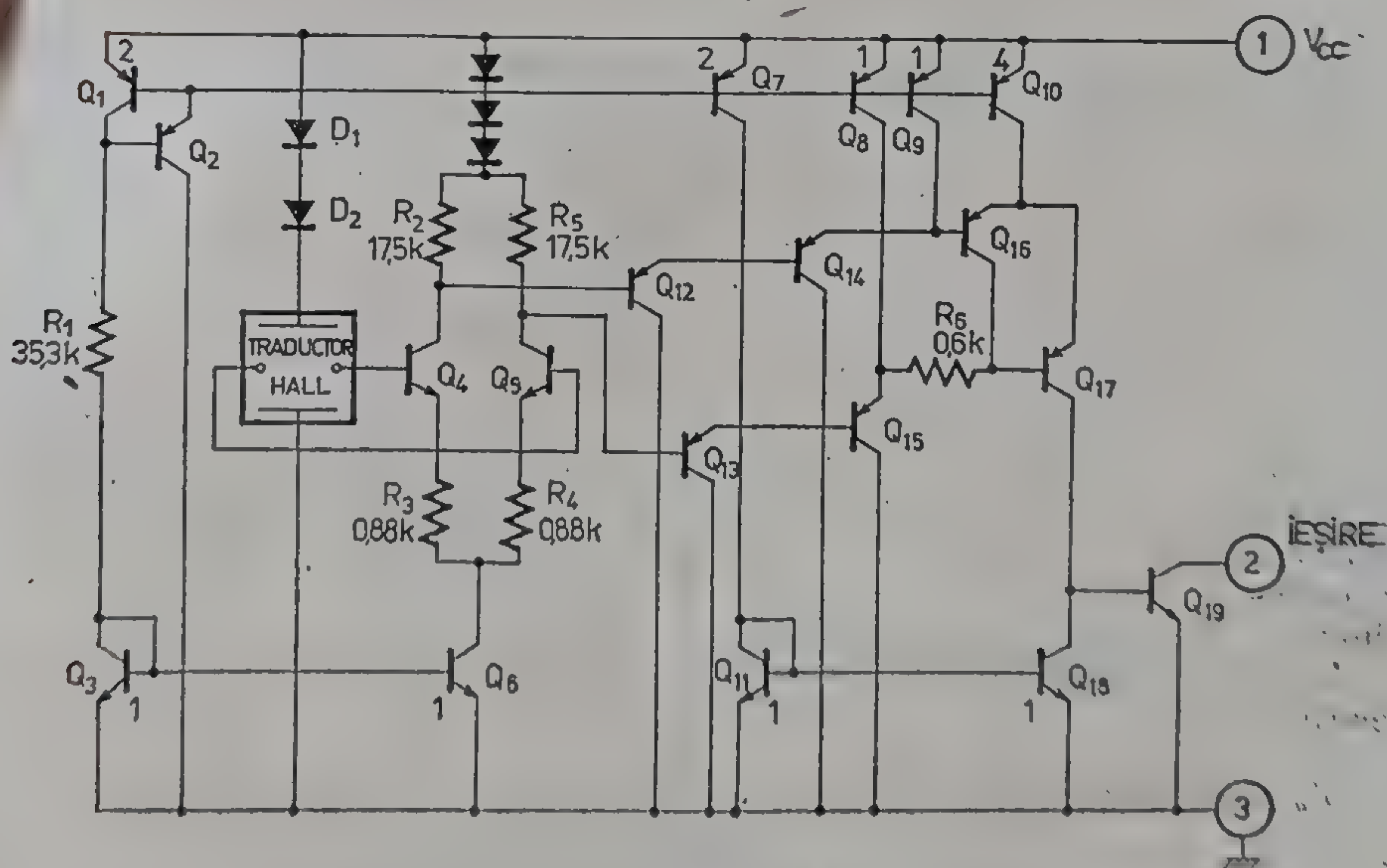


Fig. 2.22. Schema electrică a circuitului $\beta SM 24X$.

● Traductorul Hall

Traductorul Hall este identic ca geometrie cu cel realizat în circuitele $\beta SM 23X$. De asemenea, parametrii tehnologici sînt aceiași. Din acest motiv, funcția de transfer a traductorului va fi dată de relația 2.27:

$$V_H = 0,24 \cdot B.$$

● Amplificatorul diferențial

Vom considera funcția de transfer a amplificatorului diferențial (vezi figura 2.12) descrisă de relația (2.37):

$$-V_H = V_T \ln \left(\frac{\alpha_0 R_C \left(1 - \frac{\Delta R_C}{2R_C} \right) I_6 - V_a}{\alpha_0 R_C \left(1 + \frac{\Delta R_C}{2R_C} \right) I_6 + V_a} \right) - \frac{R_E}{\alpha_0 R_C} \left(V_a + \alpha_0 \Delta R_C \frac{I_6}{2} \right).$$

Și în circuitul $\beta SM 240$ s-a prevăzut posibilitatea de compensare a ofsetului introdus de elementul Hall prin ajustarea valorii rezistenței R_2 . Totuși, pentru simplitate, se va considera în continuare $\Delta R_C = 0$, funcția de transfer a amplificatorului diferențial devenind:

$$-V_H = V_T \ln \left(\frac{\alpha_0 R_C I_6 - V_a}{\alpha_0 R_C I_6 + V_a} \right) - \frac{R_E}{\alpha_0 R_C} V_a. \quad (2.71)$$

Pe domeniul de interes al valorilor tensiunii de la intrare V_H , câștigul amplificatorului diferențial este practic constant și are valoarea

$$A = 11,7. \quad (2.72)$$

Semnalul la ieșirea amplificatorului diferențial va avea valoarea:

$$V_a = A \cdot V_H = 11,7 \cdot 0,24 \cdot B = 2,81 \cdot B. \quad (2.73)$$

● Etajul comparator

Etajul comparator din circuitele $\beta SM 24X$ (vezi figura 2.23) este identic ca structură cu cel din circuitele $\beta SM 23X$, cu excepția faptului că are în alcătuire tranzistoare pnp . De asemenea, între amplificatorul diferențial și comutator sînt intercalate cîte două tranzistoare (Q_{12} , Q_{14} și Q_{13} , Q_{15}) în conexiune Darlington.

Analiza etajului comutator se face urmărind figura 2.23. Se pot scrie relațiile:

$$V_a = R_6 I_{16} + V_{BE12} - V_{BE13} + V_{BE14} - V_{BE15} + V_{BE16} - V_{BE17}. \quad (2.74)$$

$$V_a = R_6 I_{16} + V_T \ln \left(\frac{I_{13}}{I_{12}} \frac{I_{15}}{I_{14}} \frac{I_{17}}{I_{16}} \right). \quad (2.75)$$

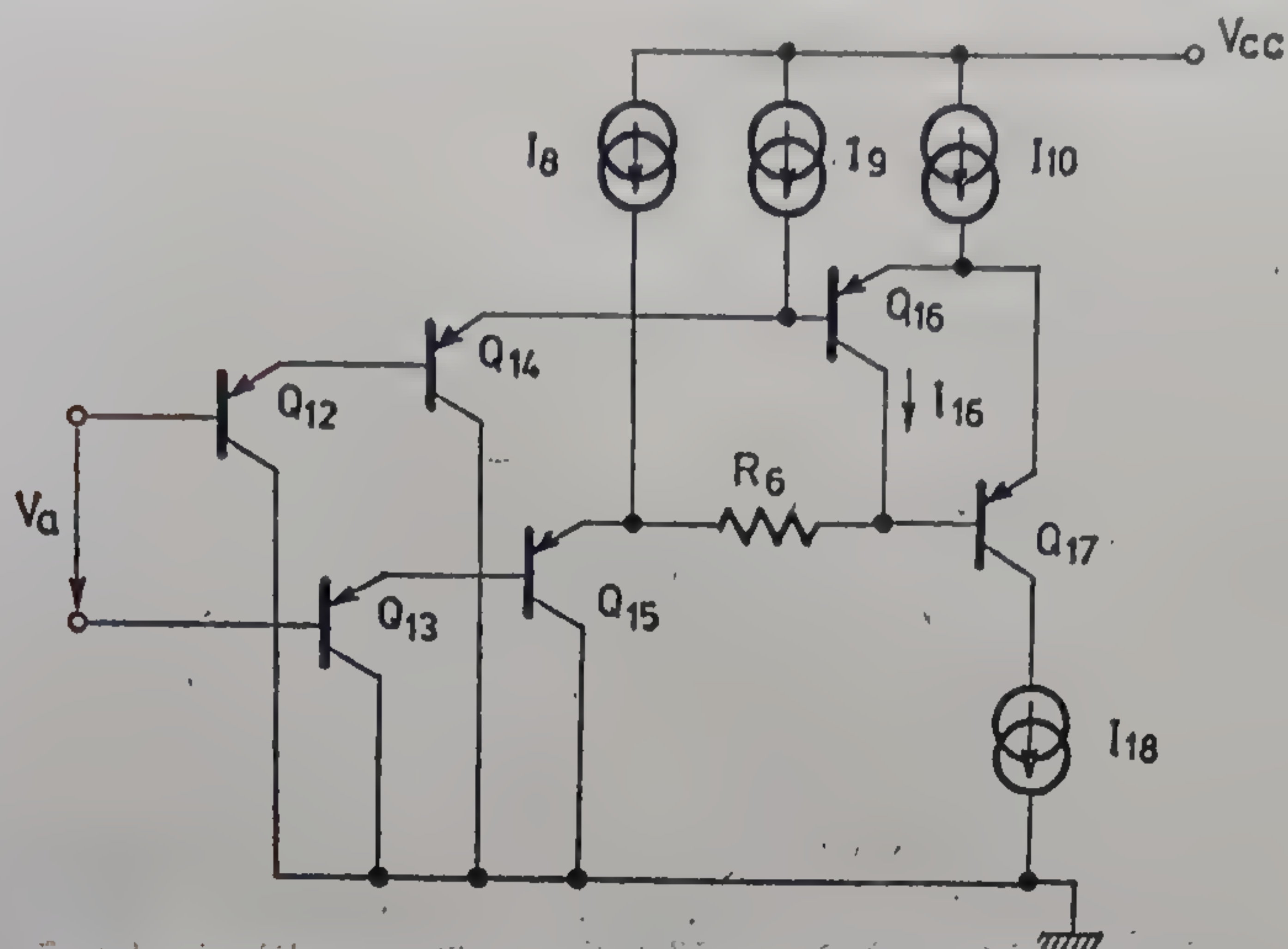


Fig. 2.23. Schema etajului comparator cu histerezis și a repetoarelor pe emitor pentru circuitul β SM24X.

Se observă că:

$$I_{12} = \frac{I_{14}}{\beta} = \frac{I_9}{\beta} = \frac{I_{10}}{4\beta}, \quad (2.76)$$

$$I_{13} = \frac{I_{15}}{\beta} = \frac{I_8 + I_{16}}{\beta} = \frac{\frac{I_{10}}{4} + I_{16}}{\beta}, \quad (2.77)$$

$$I_{14} = I_9 = \frac{I_{10}}{4}, \quad (2.78)$$

$$I_{15} = I_8 + I_{16} = \frac{I_{10}}{4} + I_{16}; \quad I_{17} = I_{10} - I_{16}. \quad (2.79)$$

Înlocuind valorile pentru curenți date de relațiile 2.76 ... 2.79 în ecuația 2.75, se obține:

$$\begin{aligned} V_a &= R_6 I_{16} + V_T \ln \left[\frac{\frac{I_{10}/4 + I_{16}}{\beta}}{\frac{I_{10}}{4\beta}} \cdot \frac{\frac{I_{10}}{4} + I_{16}}{\frac{I_{10}}{4}} \cdot \frac{I_{10} - I_{16}}{I_{16}} \right] = \\ &= R_6 I_{16} + V_T \ln \left[\left(\frac{I_{10} + 4I_{16}}{I_{10}} \right)^2 \cdot \frac{I_{10} - I_{16}}{I_{16}} \right]. \end{aligned} \quad (2.80)$$

Procedînd ca și în cazul circuitelor $\beta SM 23X$, vom scrie funcția:

$$F(V_a, I_{16}) = \left(\frac{I_{10} + 4I_{16}}{I_{10}} \right)^2 \cdot \frac{I_{10} - I_{16}}{I_{16}} - \exp \left(\frac{V_a - R_6 I_{16}}{V_T} \right) \equiv 0 \quad (2.81)$$

care definește implicit funcția $I_{16} = f(V_a)$. Valoarea curentului I_{16} la comutare se obține din condiția:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial I_{16}} = \frac{8}{I_{10}} \left(\frac{I_{10} + 4I_{16}}{I_{10}} \right) \cdot \frac{I_{10} - I_{16}}{I_{16}} - \frac{I_{10}}{I_{16}^2} \left(\frac{I_{10} + 4I_{16}}{I_{10}} \right)^2 + \\ + \frac{R_6}{V_T} \exp \left(\frac{V_a - R_6 I_{16}}{V_T} \right) = 0. \end{aligned} \quad (2.82)$$

Înlocuind valoarea exponențială dată de relația 2.81 în relația 2.82, se obține o ecuație de gradul 3 care determină valoarea la comutare a curentului I_{16} .

Practic, s-a trasat graficul funcției $I_{16} = f(V_a)$, utilizînd relația 2.80. Graficul acestei funcții este dat în figura 2.24. Din grafic rezultă valorile pragurilor de basculare:

$$V_{ad} = 117,8 \text{ mV},$$

$$V_{ab} = 83,75 \text{ mV}.$$

Corespunzător, utilizînd relația 2.73, se pot calcula și pragurile magnetice:

$$B_a = \frac{V_{ad}}{2,81} = \frac{117,8}{2,81} = 41,9 \text{ mT}, \quad (2.83)$$

$$B_b = \frac{V_{ab}}{2,81} = \frac{83,75}{2,81} = 29,8 \text{ mT}. \quad (2.84)$$

Pragurile magnetice prevăzute în foaia de catalog sînt $B_a < 50 \text{ mT}$ și $B_b > 10 \text{ mT}$. Se observă că și pentru circuitul $\beta SM 240$ s-a luat o rezervă la valorile pragurilor pentru compensarea erorilor ce apar față de estimarea teoretică.

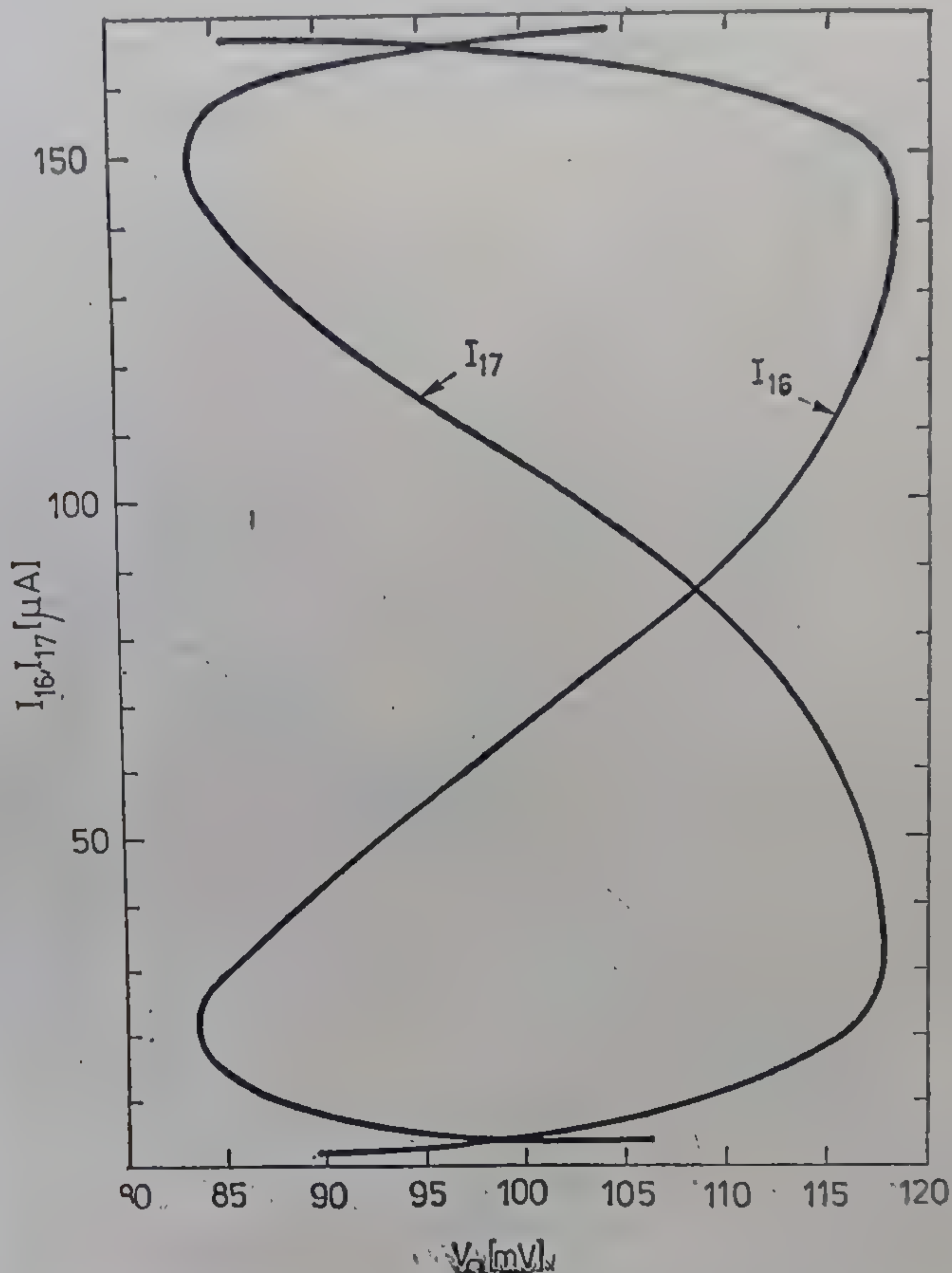
De remărcat că în cazul circuitului integrat $\beta SM 240$, valorile pragurilor sînt influențate de variațiile tensiunii de alimentare, prin valorile curenților generatoarelor. În calculele făcute pînă acum s-a considerat $V_{CC} = 5V$.

Pentru $V_{CC} = 4,5 V$ vom avea:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - 3V_{BE}}{R_1} = \frac{4,5 - 0,65}{35,3} \text{ mA} = 72 \mu A. \quad (2.85)$$

$$I_2 = I_1 = 72 \mu A. \quad (2.86)$$

$$I_{10} = 2I_1 = 144 \mu A. \quad (2.87)$$

Fig. 2.24. Graficul funcțiilor I_{16}, I_{17} în funcție de tensiunea V_a .

Valoarea câștigului amplificatorului diferențial se poate calcula din relația 2.71. Pentru domeniul util de tensiuni la intrare

$$A = 10,86,$$

deci

$$V_a = 0,24 \cdot A \cdot B = 0,24 \cdot 10,86 \cdot B = 2,606 B. \quad (2.88)$$

Cu noua valoare a curentului I_a , dată de relația 2.86, se trasează graficul funcției $I_{16} = f(V_a)$, utilizând relația 2.80. Din grafic (vezi figura 2.25) rezultă noile valori ale pragurilor de comutare ale comparatorului:

$$V_{ad} = 107,22 \text{ mV}. \quad (2.89)$$

$$V_{as} = 81,6 \text{ mV}. \quad (2.90)$$

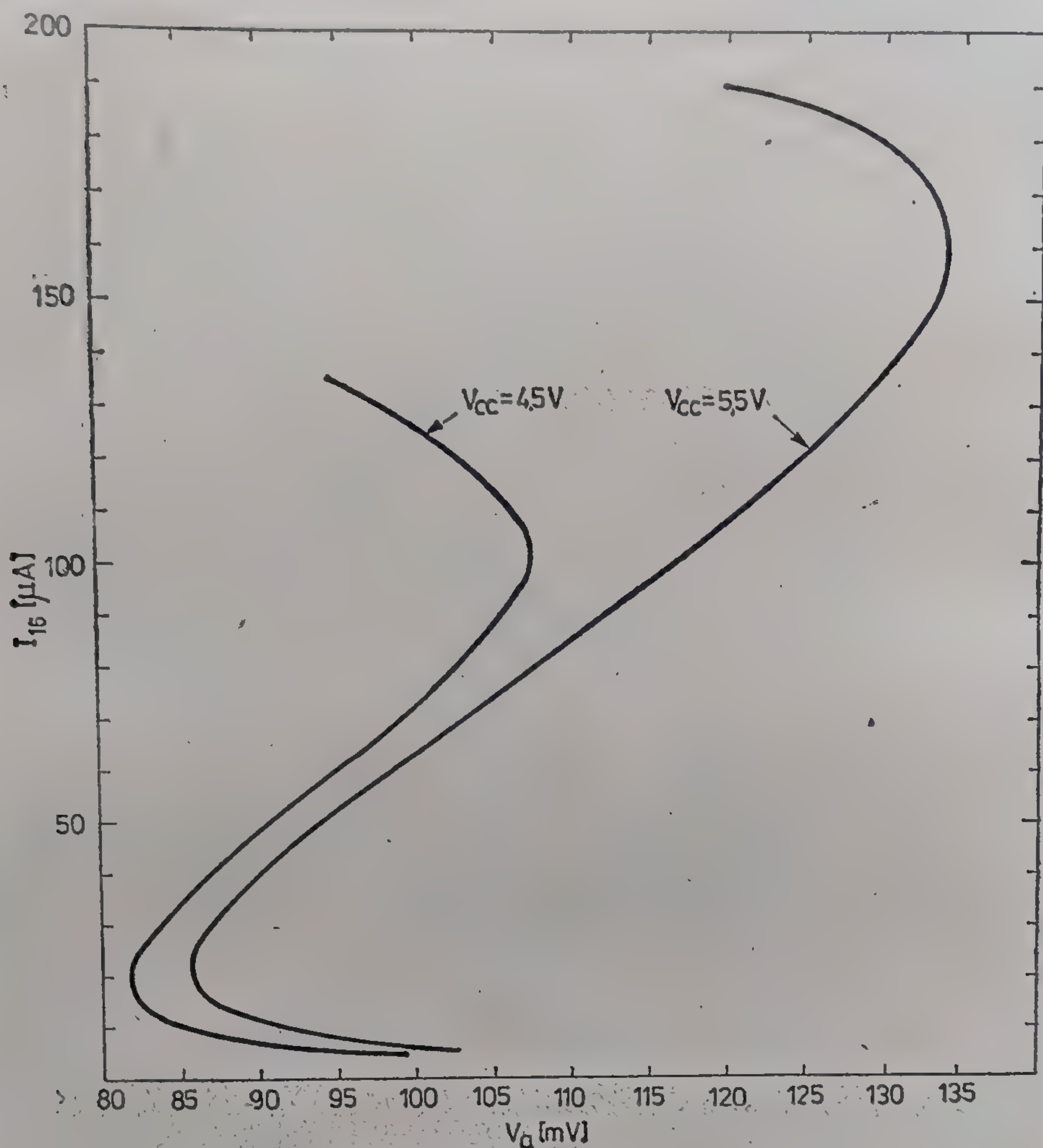


Fig. 2.25. Graficul funcției $I_{16} = f(V_d)$ pentru $V_{CC} = 4,5\text{ V}$ și $V_{CC} = 5,5\text{ V}$.

Corespunzător, utilizând relația 2.88, se calculează pragurile de comutare magnetice:

$$B_a = \frac{V_{ad}}{2,606} = \frac{107,22}{2,606} = 41,14\text{ mT}, \quad (2.91)$$

$$B_b = \frac{V_{ab}}{2,606} = \frac{81,6}{2,606} = 31,3\text{ mT}. \quad (2.92)$$

Pentru valorile maxime ale tensiunii de alimentare $V_{CC} = 5,5\text{ V}$ se obține:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - 3V_{BE}}{R_1} = \frac{5,5 - 3 \cdot 0,65}{35,3} = 0,1\text{ mA}, \quad (2.93)$$

$$I_6 = 0,1\text{ mA}, \quad (2.94)$$

$$I_{16} = 0,2\text{ mA}. \quad (2.95)$$

Valoarea amplificării, calculată utilizând relația 2.71 rezultă

$$A = 12,42,$$

deci

$$V_a = 0,24 \cdot A \cdot B = 0,24 \cdot 12,42 \cdot B = 2,98 B. \quad (2.96)$$

Pragurile comutatorului rezultă din graficul funcției $I_{16} = f(V_a)$ (vezi figura 4.25):

$$V_{ad} = 134,13 \text{ mV}, \quad (2.97)$$

$$V_{ab} = 85,67 \text{ mV}. \quad (2.98)$$

Pragurile magnetice corespunzătoare se obțin utilizând relația 4.97:

$$B_d = \frac{V_{ad}}{2,98} = \frac{134,13}{2,98} = 45 \text{ mT}, \quad (2.99)$$

$$B_b = \frac{V_{ab}}{2,98} = \frac{85,67}{2,98} = 28,75 \text{ mT}. \quad (2.100)$$

Observând relațiile 2.83, 2.84, 2.89, 2.90 și 2.99, 2.100, se poate trage concluzia că pragurile de basculare variază cu tensiunea de alimentare, însă pentru valorile $4,5 \leq V_{CC} \leq 5,5 \text{ V}$ ele se mențin în specificațiile foii de catalog ($B_b > 10 \text{ mT}$ și $B_d < 50 \text{ mT}$).

● Etajul de ieșire

La circuitele βSM 24X, etajul de ieșire este constituit din tranzistoarele Q_{18} și Q_{19} . Tranzistorul Q_{19} se saturează în momentul în care prin tranzistorul Q_{17} trece un curent:

$$I_{17} = I_{18} + \frac{I_{19}}{\beta_{19}} = 0,086 + \frac{1,6}{100} \text{ mA} = 87,6 \text{ } \mu\text{A}. \quad (2.101)$$

● Curentul de alimentare

Se remarcă că circuitul consumă același curent, atât în starea blocat, cât și în starea saturat. Se poate scrie:

$$\begin{aligned} I_{altm} &= I_1 + \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_{Hall}} + I_6 + I_7 + I_8 + I_9 + I_{10} = \\ &= 0,086 + \frac{5 - 2 \cdot 0,65}{4,2} + 0,086 + 0,086 + 0,043 + \\ &\quad + 0,043 + 0,172 = 1,397 \text{ mA}. \end{aligned} \quad (2.102)$$

● Puterea disipată

Pentru tensiunea de alimentare $V_{CC} = 5 \text{ V}$, în starea deschis, circuitul disipă puterea:

$$\begin{aligned} P_D &= V_{CC} I_{altm} + V_{CEsat19} I_{19} = \\ &= 5 \cdot 0,001397 + 0,4 \cdot 0,0016 = 7,63 \text{ mW}. \end{aligned} \quad (2.103)$$

Se observă valoarea extrem de mică a puterii disipate, care permite utilizarea unei capsule de tranzistor de mică putere. Cerințele de ordin magnetic în ceea ce privește capsula sînt cele specificate la circuitele $\beta SM 23X$.

2.3.2. Parametri

● Performanțele circuitului

Ca și în cazul circuitelor $\beta SM 23X$, vom grupa parametrii caracteristici în patru categorii : parametri de alimentare, parametri de ieșire, praguri magnetice și timpi de comutare.

În ceea ce privește pragurile magnetice, circuitele $\beta SM 24X$ sînt identice cu circuitele $\beta SM 23X$. Parametrii de alimentare și de ieșire sînt deosebiți de ai circuitelor $\beta SM 23X$, fiind compatibili cu aceia ai circuitelor din familia *TTL*.

Valorile parametrilor sînt listate în tabelul 2.3.

Tabelul 2.3

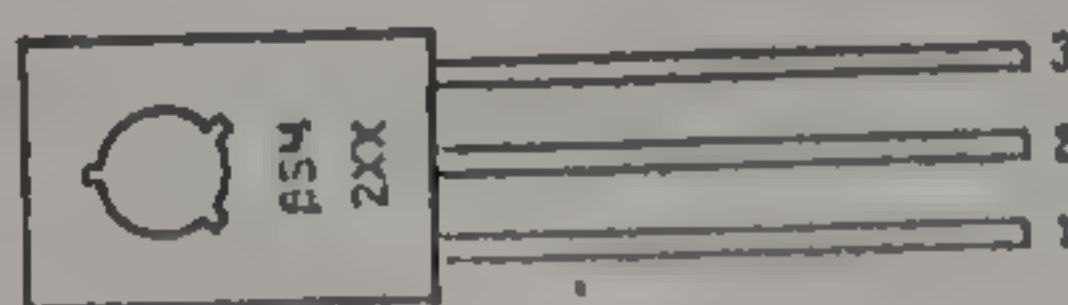
$\beta SM 240$, $\beta SM 241$, $\beta SM 242$

Senzor magnetic comutator

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	7 V
Curentul de ieșire	8 mA
Gama temperaturilor de funcționare	0°C ... 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-40°C ... +125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsulă SOT 32

Vedere dinspre fața cu marcă

1. Alimentare (+V_{cc})
2. Masă
3. Ieșire

Tabelul 2.3 (continuare)

 β SM 240, β SM 241, β SM 242CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Sim- bol	Condiții de măsură	Min.	Tip	Max.	Uni- tăți
Curent de alimentare	I	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$ $I_o = 0$ $B = 10 \dots 50 \text{ mT}$		2	3,2	mA
Curent de ieșire în starea „blo- cat”	I_o	$V_{CC} = 5 \text{ V}$ $B = 10 \text{ mT}$		0,01	10	μA
Tensiunea de ieșire în starea „deschis”	V_{OS}	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$ $B = 50 \text{ mT}$ $I_o = 1,6 \text{ mA}$			0,4	V
Prag de deschidere	B_a	$V_{CC} = 5 \text{ V}$ β SM 240 β SM 241 β SM 242			50 30 50	mT mT mT
Prag de blocare	B_b	$V_{CC} = 5 \text{ V}$ β SM 240 β SM 241 β SM 242	10 10 25			mT mT mT
Timp de comutare blocat-deschis	t_{bd}	$V_{CC} = 5 \text{ V}$ $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$		0,2		μs
Timp de comutare deschis-blocat	t_{db}	$V_{CC} = 5 \text{ V}$ $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$		1		μs

NOTA 1: Rezistența R_L se conectează între terminalele 1 și 2.

NOTA 2: Inducția magnetică se consideră pozitivă atunci când polul N al magnetului se găsește lângă fața nemarcată și/sau polul sud se găsește lângă fața marcată.

● Măsurători la fabricant

Modalitatea de testare este identică cu aceea utilizată pentru circuitele, β SM 23X (vezi pagina 164).

● Măsurători la utilizator

Se pot utiliza aceleași metode descrise pentru circuitele β SM 23X; se va ține seama însă că tensiunile de alimentare se pot plasa în gama 4,5 V 5,5 V, iar curentul de ieșire maxim este de 1,6 mA.

2.4. Aplicații

Circuitele integrate din familia $\beta SM 24X$ se utilizează în toate cazurile împreună cu o sursă de câmp magnetic, fie un magnet permanent, fie un electromagnet.

Electromagnetul se proiectează prin metodele uzuale ale electrotehnicii. Utilizarea unui magnet permanent necesită câteva precizări.

2.4.1. Magneți permanenți

Pentru magneții permanenți, câmpurile cu inducția magnetică de 50 mT sînt relativ ușor de obținut. Cu toate acestea, nu orice magnet permanent are, în urma operației de magnetizare, o inducție mai mare de 50 mT.

Încercarea de a desprinde magnetul de pe o bucată de fier, chiar dacă cere o forță semnificativă, nu dă o informație directă asupra valorii inducției magnetice: așa-numita „forță portantă” depinde mai curînd de fluxul magnetic, care în acest caz poate fi aproximat prin produsul dintre inducția magnetică și arie.

Inducția magnetică variază foarte rapid cu distanța. Variația sa depinde puternic de forma geometrică a magnetului. Pentru ca un magnet permanent să asigure un câmp cu inducția de 50 mT la o distanță de cîteva milimetri, este necesar ca inducția reziduală măsurată la suprafața lui să fie sensibil mai mare, uneori de 2—3 ori mai mare, în funcție de forma sa geometrică.

Magneții permanenți sînt uneori magnetizați neuniform. Inducția reziduală pe fața *SUD* diferă de inducția reziduală pe fața *NORD*. Din această cauză se poate observa uneori că distanța de la magnet la circuitul integrat în momentul comutării nu este aceeași cînd se apropie polul S de fața marcată sau polul N de fața opusă.

În afară de inducția reziduală, un alt parametru de care trebuie să se țină seama este câmpul coercitiv.

Este recomandabil ca materialul magnetic să aibă un câmp coercitiv mare; aceasta asigură o bună stabilitate a magnetizației în timp, la variații termice și șocuri mecanice etc.

Materialele magnetice uzuale sînt aliajele metalice, feritele sinterizate sau feritele încorporate în mase plastice.

2.4.2. Moduri de acționare

Bascularea senzorului magnetic comutator poate fi amorsată în mai multe moduri, care vor fi discutate în cele ce urmează:

- (1) Alimentarea cu curent a unui electromagnet.

Pentru a mări eficiența electromagnetului se recomandă plasarea senzorului într-un întrefier al circuitului magnetic construit din materiale cu permeabilitate magnetică mare.

(2) Deplasarea unui magnet permanent

Magnetul permanent poate acționa în două moduri: frontal și transversal (vezi figura 2.26).

În cazul acționării frontale, magnetul se deplasează în lungul axei care unește polul N cu polul S , avînd polul S către fața marcată sau polul N către fața opusă.

Pentru funcționarea corectă, trebuie determinate două distanțe între magnet și senzor, corespunzînd pragurilor de basculare:

d_1 — distanța cea mai mare la care are loc deschiderea (cînd magnetul se apropie);

d_2 — distanța cea mai mică la care are loc blocarea (cînd magnetul se depărtează).

Aceste distanțe depind de pragurile fixate intern și de caracteristicile, magnetului. Ele trebuie stabilite pentru fiecare grup senzor-magnet, fiind afectate de dispersiile ambelor elemente.

În funcționare, cursa magnetului trebuie să asigure apropierea lui față de senzor la distanțe mai mici decît d_1 și depărtarea lui față de senzor la distanțe mai mari decît d_2 .

În cazul acționării transversale, magnetul se deplasează perpendicular pe linia care unește polul N cu polul S . Traiectoria magnetului poate fi rectilie sau curbă (în mod uzual, circulară). Pentru buna funcționare, este evident necesar ca în momentul trecerii prin dreptul traductorului magnetul să se afle la o distanță mai mică decît d_1 . Trebuie remarcat că variația inducției magnetice B cu distanța față de senzor este diferită pentru cele două moduri de acționare. Pentru ilustrare s-au dat curbele $B = B(d)$ pentru cele două moduri de acționare (vezi figura 2.27), pentru un magnet de formă cilindrică cu dimensiunile $(31,75 \times 6,35 \text{ mm})$ și inducția reziduală $B_r = 12,8 \text{ kGs}$.

(3) Ecranarea cîmpului unui magnet

Orice material feromagnetic care provoacă o perturbare suficient de puternică a cîmpului magnetic poate determina blocarea senzorului atunci cînd este intercalat între sursa de cîmp și senzor. De pildă, o fișie de tablă

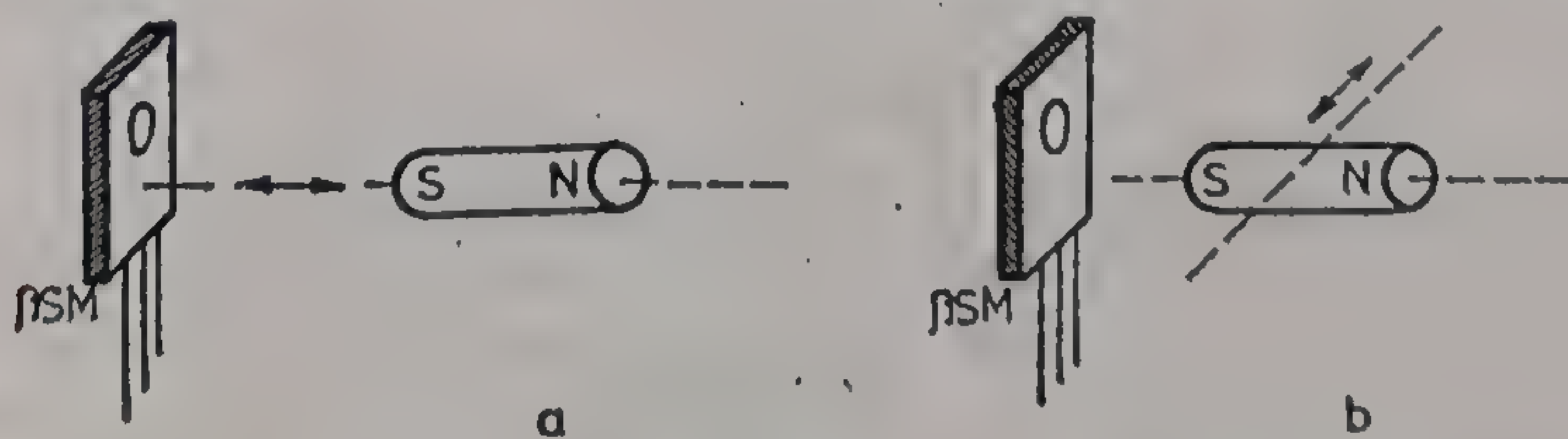


Fig. 2.26. (a) Magnetul acționează frontal. (b) Magnetul acționează transversal.

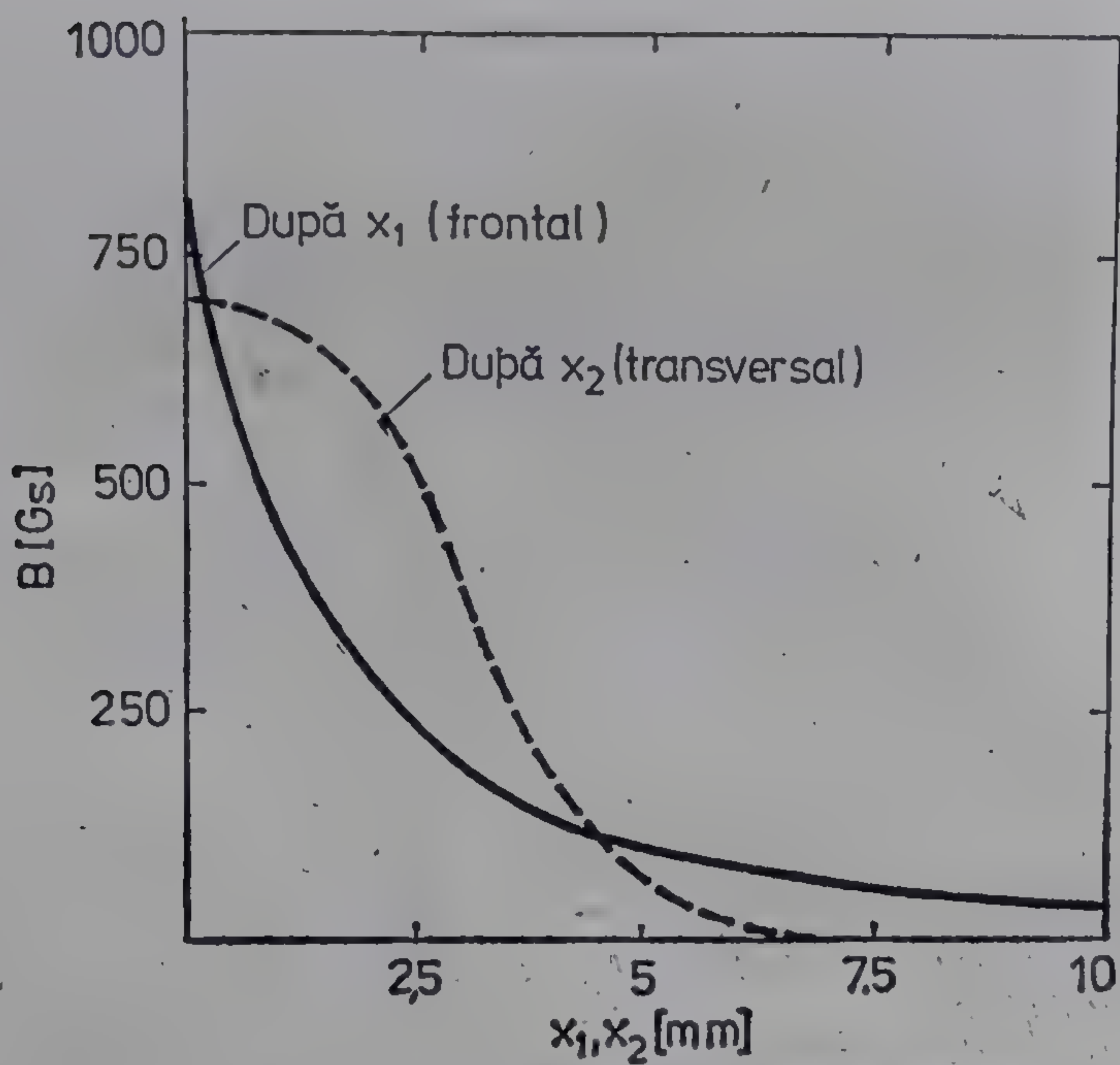
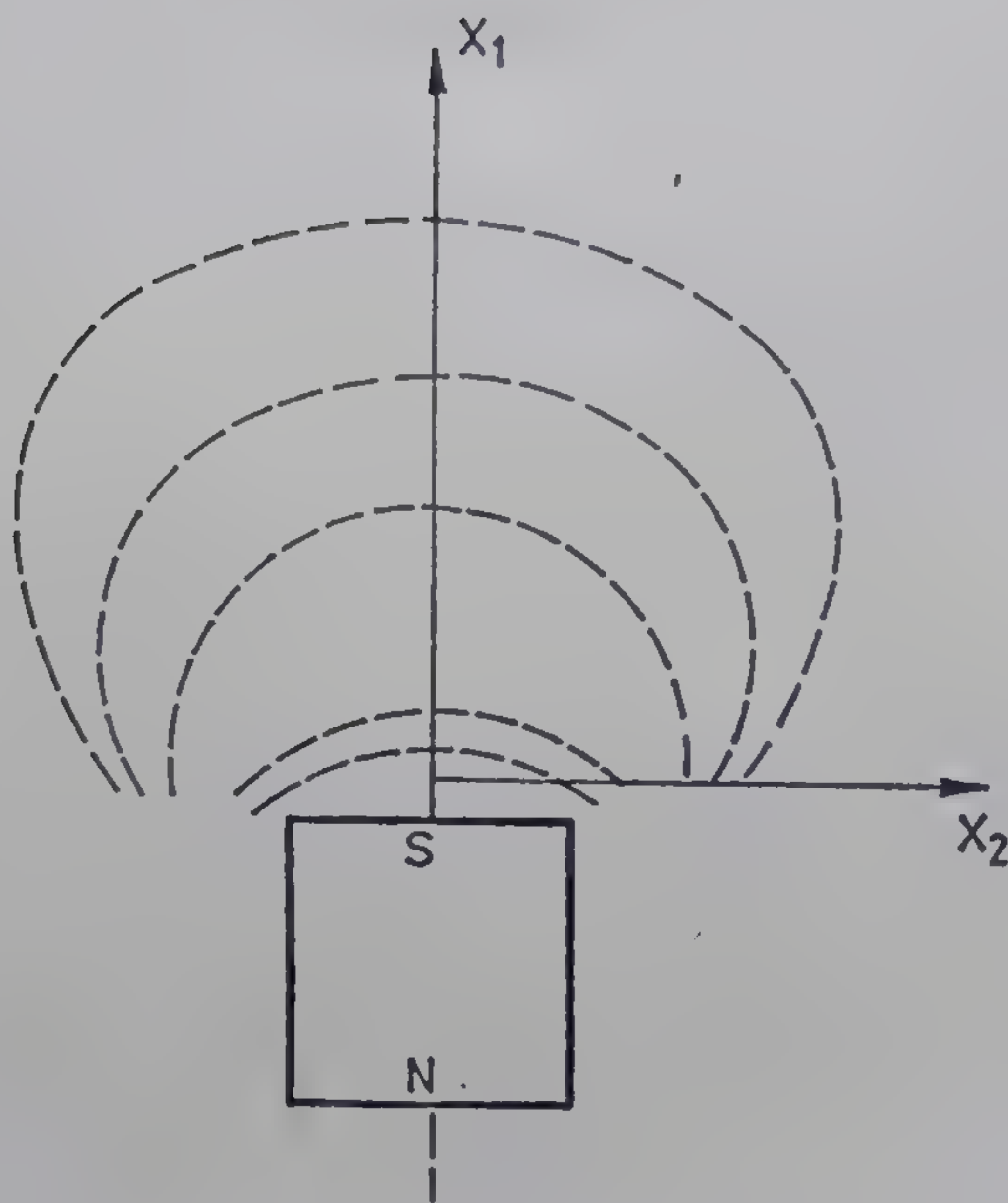


Fig. 2.27. Variația inducției magnetice cu distanța pentru cele două moduri de acționare.

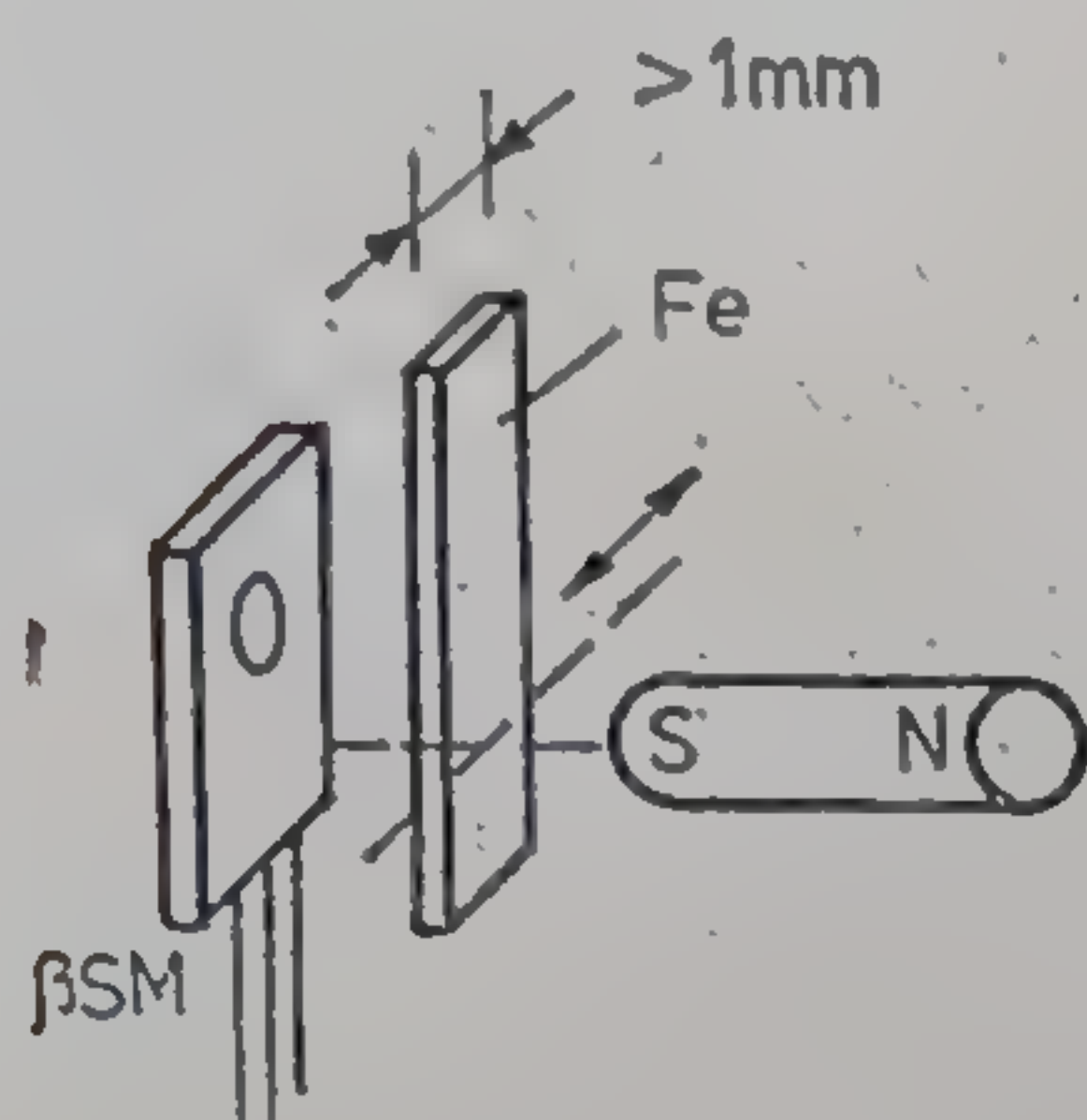


Fig. 2.28. Acționare prin ecranarea câmpului.

de fier cu o lățime mai mare de 1mm poate bloca senzorul atunci când trece prin fața lui (vezi figura 2.28).

(4) *Concentrarea câmpului unui magnet*

Senzorul magnetic comutator se plasează într-un câmp insuficient de intens pentru a-i provoca deschiderea. Apropierea unui material feromagnetic de traductor în partea opusă magnetului are ca efect concentrarea liniilor de câmp în dreptul traductorului Hall, ceea ce se exprimă cu o creștere a „densității” fluxului magnetic, adică a inducției magnetice.

În acest mod se poate depăși pragul de deschidere al traductorului (vezi figura 2.29).

Se recomandă, indiferent de modul de acționare ca, în toate cazurile în care este posibil, să se construiască un circuit magnetic închis. Concentrarea liniilor de câmp pe o cale cu reluctanță magnetică redusă face posibilă utilizarea unor surse de câmp magnetic mai slabe.

Uneori este util să se aleagă o formă ingenioasă pentru elementele circuitului magnetic în scopul de a concentra liniile de câmp pe o suprafață redusă.

Un astfel de „concentrator de flux” este prezentat în figura 2.30. Acest concentrator este util atunci când traductorul trebuie să sesizeze variații ale inducției magnetice datorate unor obiecte de dimensiuni mici.

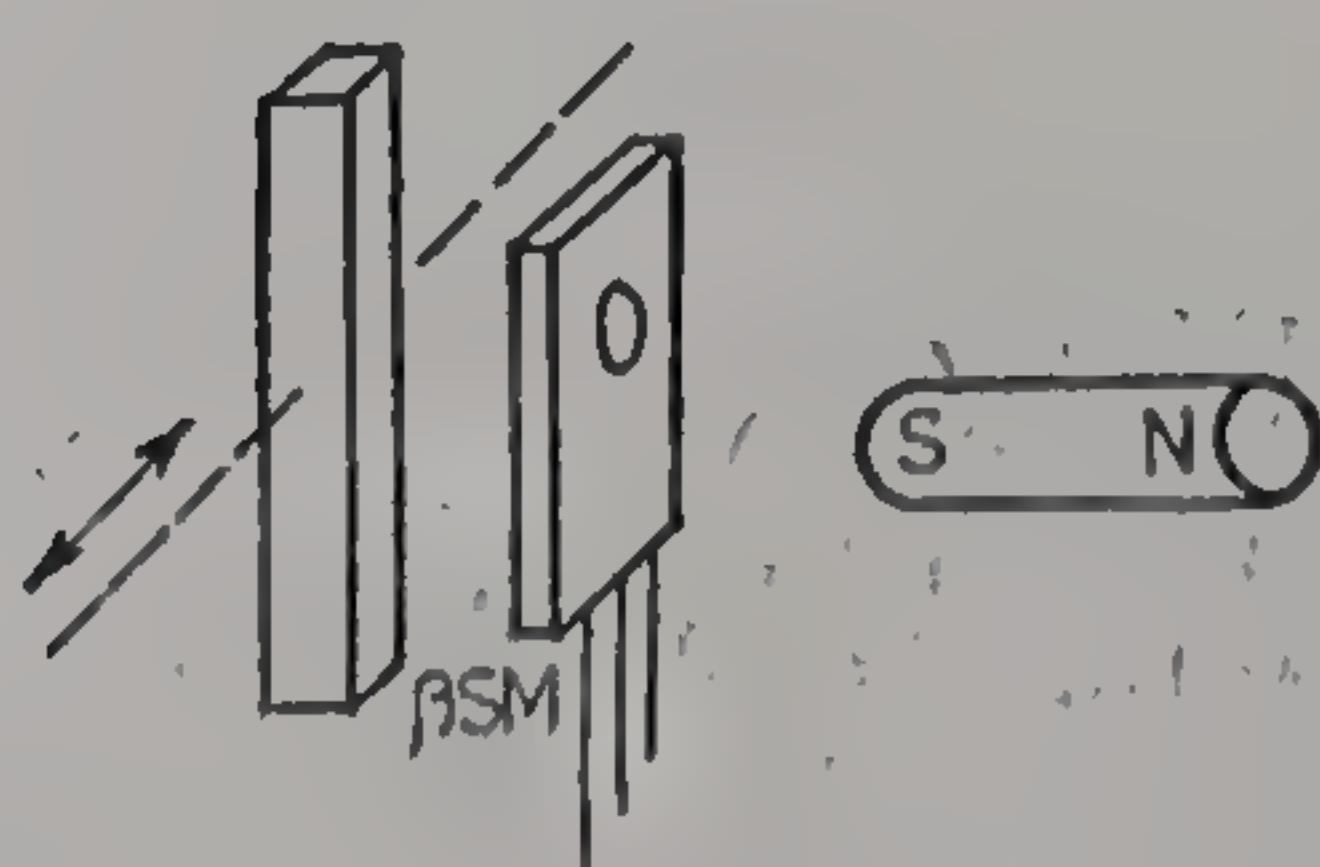


Fig. 2.29 Acționare prin concentrarea câmpului.

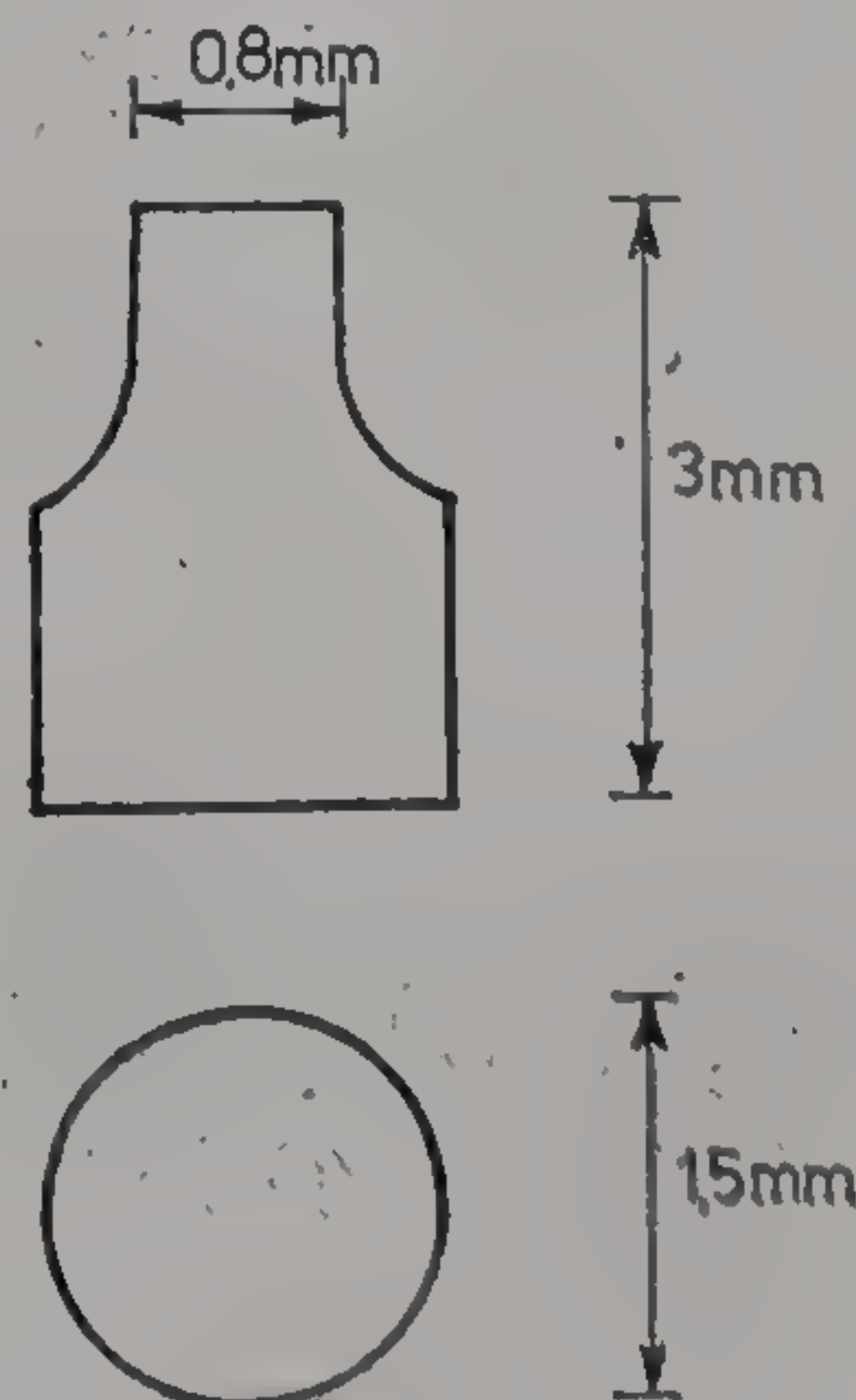


Fig. 2.30. Concentrator de flux magnetic.

2.4.3. Cuplarea cu sarcina¹⁶

Există două cazuri distincte de cuplare cu sarcina (vezi figura 2.31):

(a) dacă tensiunea de alimentare intră în domeniul admis de senzor, se utilizează o sursă comună;

(b) dacă sarcina cere o alimentare incompatibilă cu senzorul se utilizează surse de alimentare distincte.

În plus, este posibil ca dispozitivele acționate de senzor să aibă cerințe de intrare compatibile cu capacitățile ieșirii acestuia.

În această situație, ele vor fi comandate direct. Dacă cerințele lor de intrare depășesc capabilitățile ieșirii senzorului se va construi o interfață adecvată.

O sarcină atacată fără interfață, alimentată de la aceeași sursă cu senzorul, va fi sub tensiune atunci când senzorul este deschis dacă se conectează ca în figura 2.32, a sau când senzorul este blocat, dacă se conectează ca în figura 2.32, b.

În mod frecvent sarcina senzorului magnetic comutator este un tranzistor discret. Tranzistoarele discrete sînt și interfețele cele mai des utilizate pentru a extinde domeniul de curenți și de tensiuni al ieșirii. Ele pot fi cuplate ca repetoare (vezi figura 2.23) sau ca inversoare (vezi figura 2.34).

Circuitele $\beta SM 2XX$ pot ataca direct, întotdeauna, circuite din familia *DTL* sau *TTL*. Evident, trebuie să se țină seama că ieșirea senzorului este cu colectorul în gol, avînd nevoie de o rezistență de sarcină externă (vezi figura 2.35). Circuitul $\beta SM 230$ admite tensiuni maxime de 25 V: aceasta

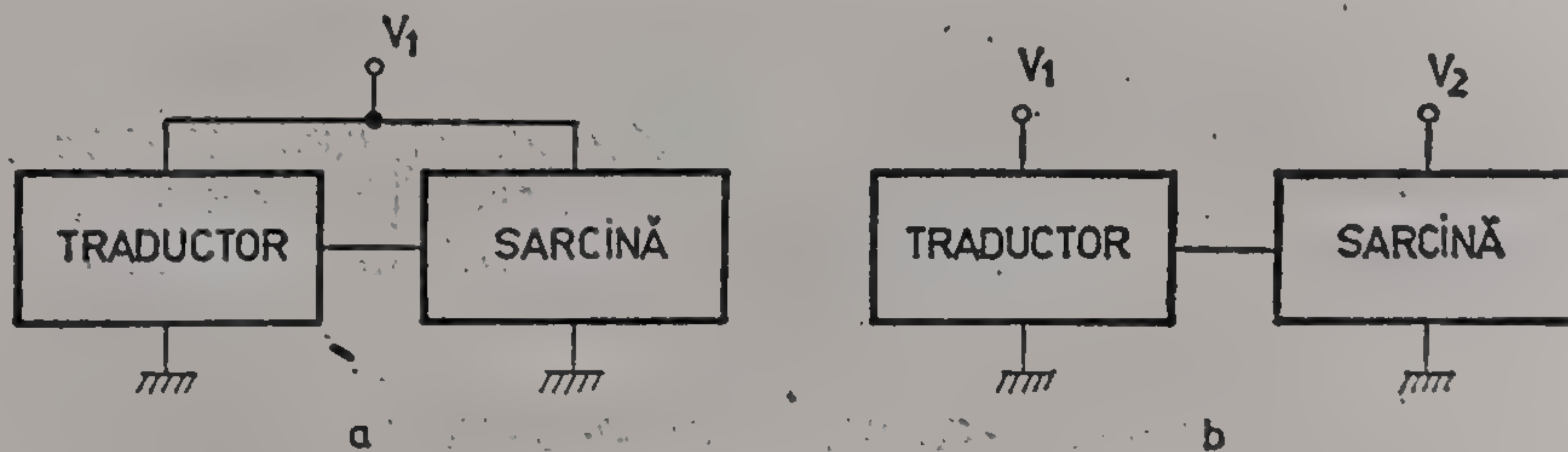


Fig. 2.31. Alimentarea sarcinii.

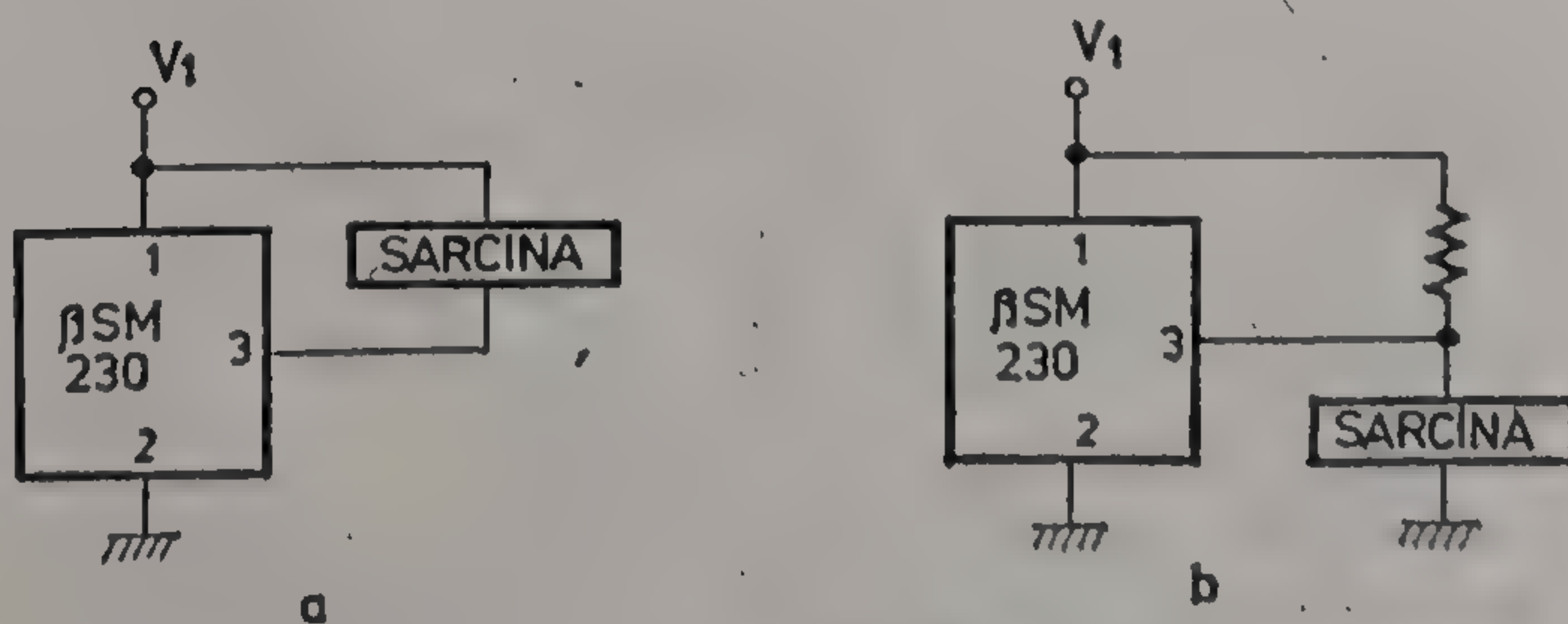


Fig. 2.32. Cuplarea sarcinii.

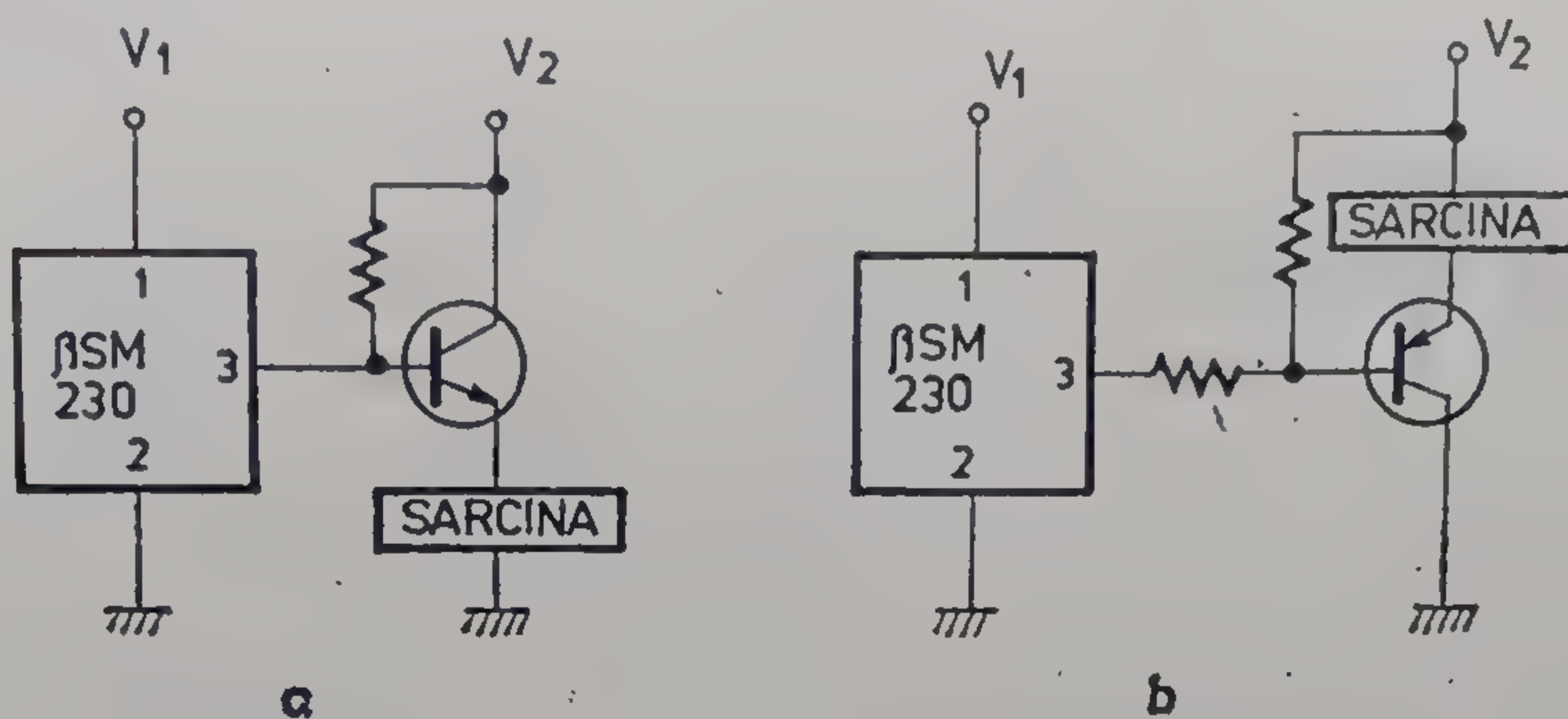


Fig. 2.33. Interfețe cu tranzistoare discrete cuplate ca repetoare. (a) Cu tranzistor *nnp*. (b) Cu tranzistor *pnp*.

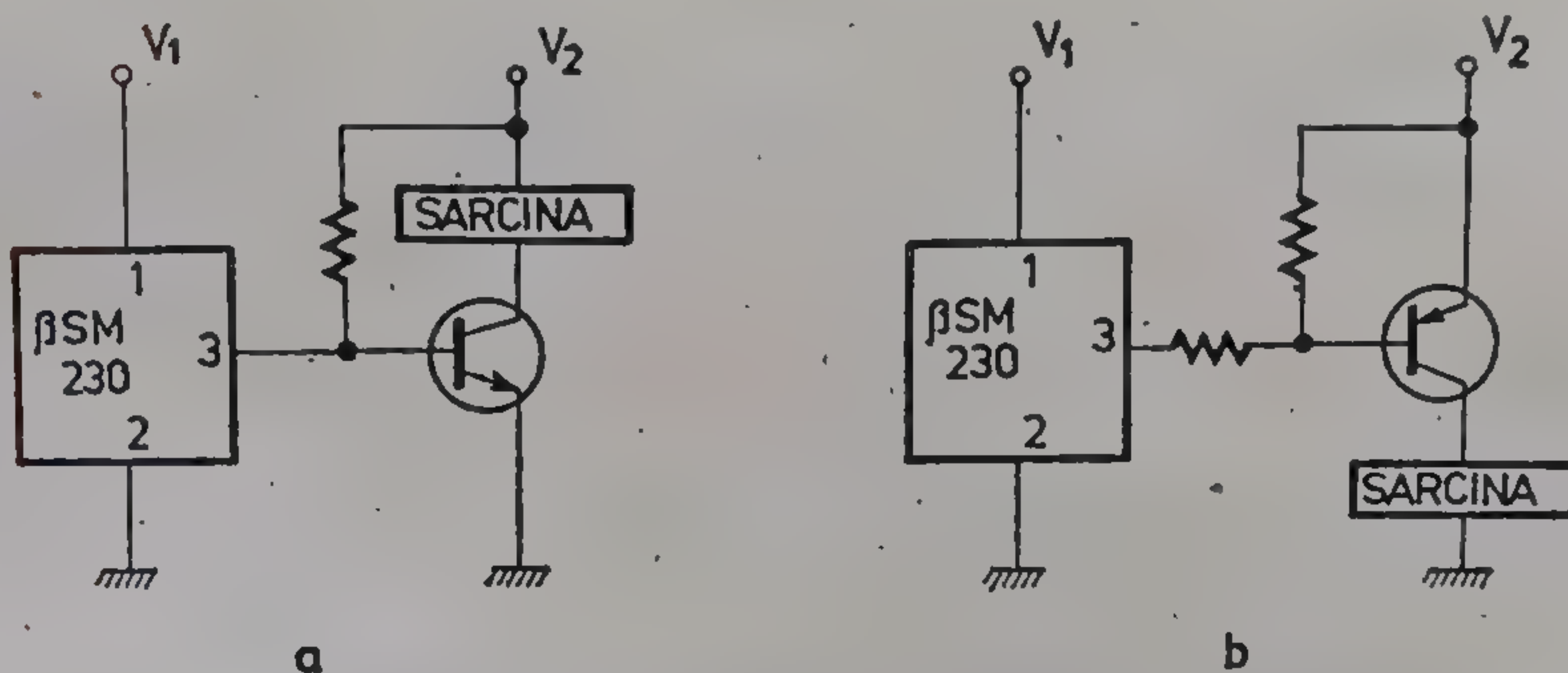


Fig. 2.34. Interfețe cu tranzistoare discrete cuplate ca inversoare. (a) Cu tranzistor *nnp*. (b) Cu tranzistor *pnp*.

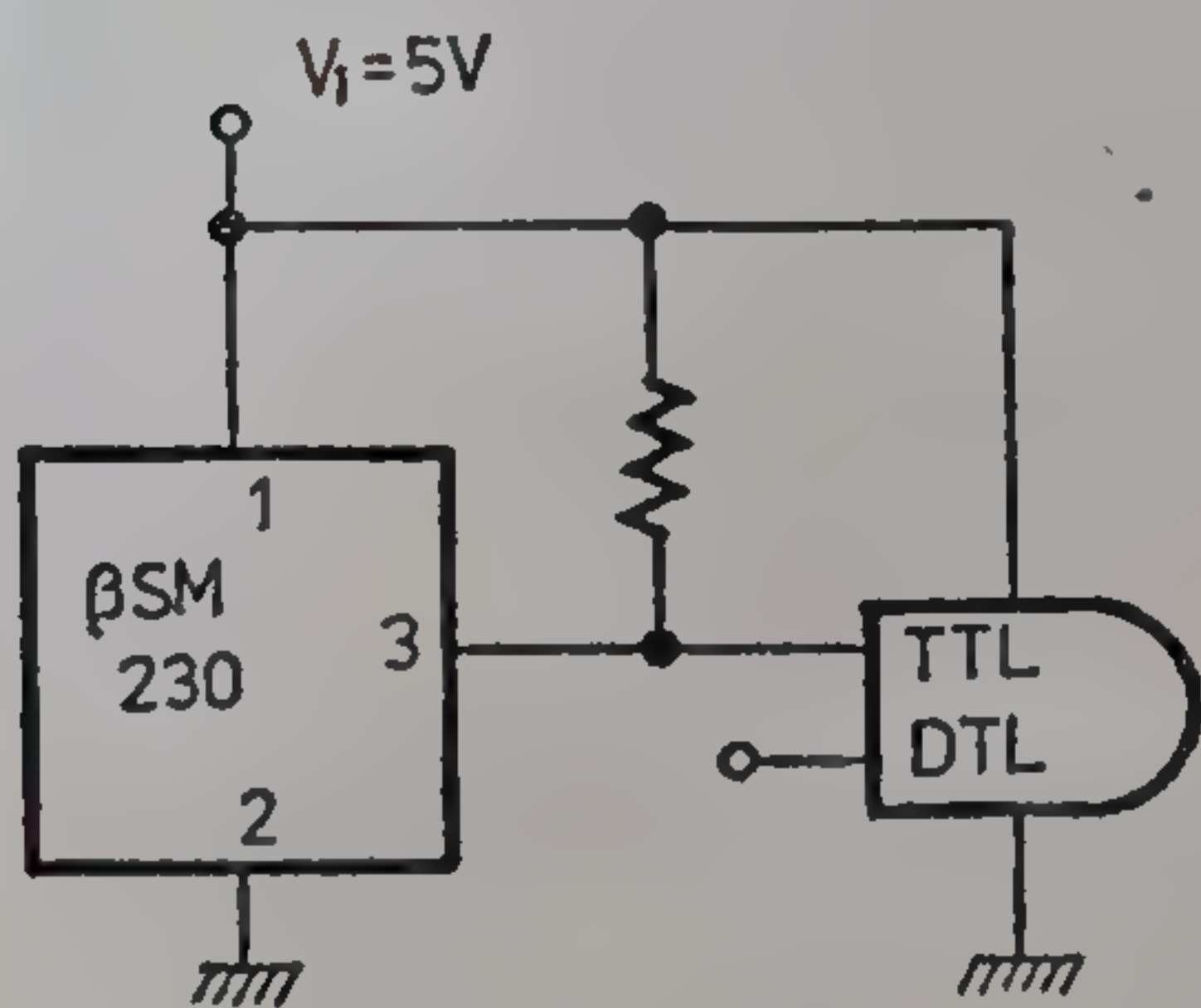


Fig. 2.35. Cuplarea cu circuite integrate DTL sau TTL.

Îl face compatibil și cu unele familii de circuite integrate logice cu praguri mai mari („high threshold”), utilizate în unele aplicații industriale pentru că oferă o imunitate sporită la zgomot.

Tiristoarele și triacele ale căror caracteristici de poartă intră în domeniul capabilităților ieșirii senzorului magnetic, pot fi atacate direct. Un exemplu este prezentat în figura 2.36. Desigur, dacă nivelele de tensiune sau de curent

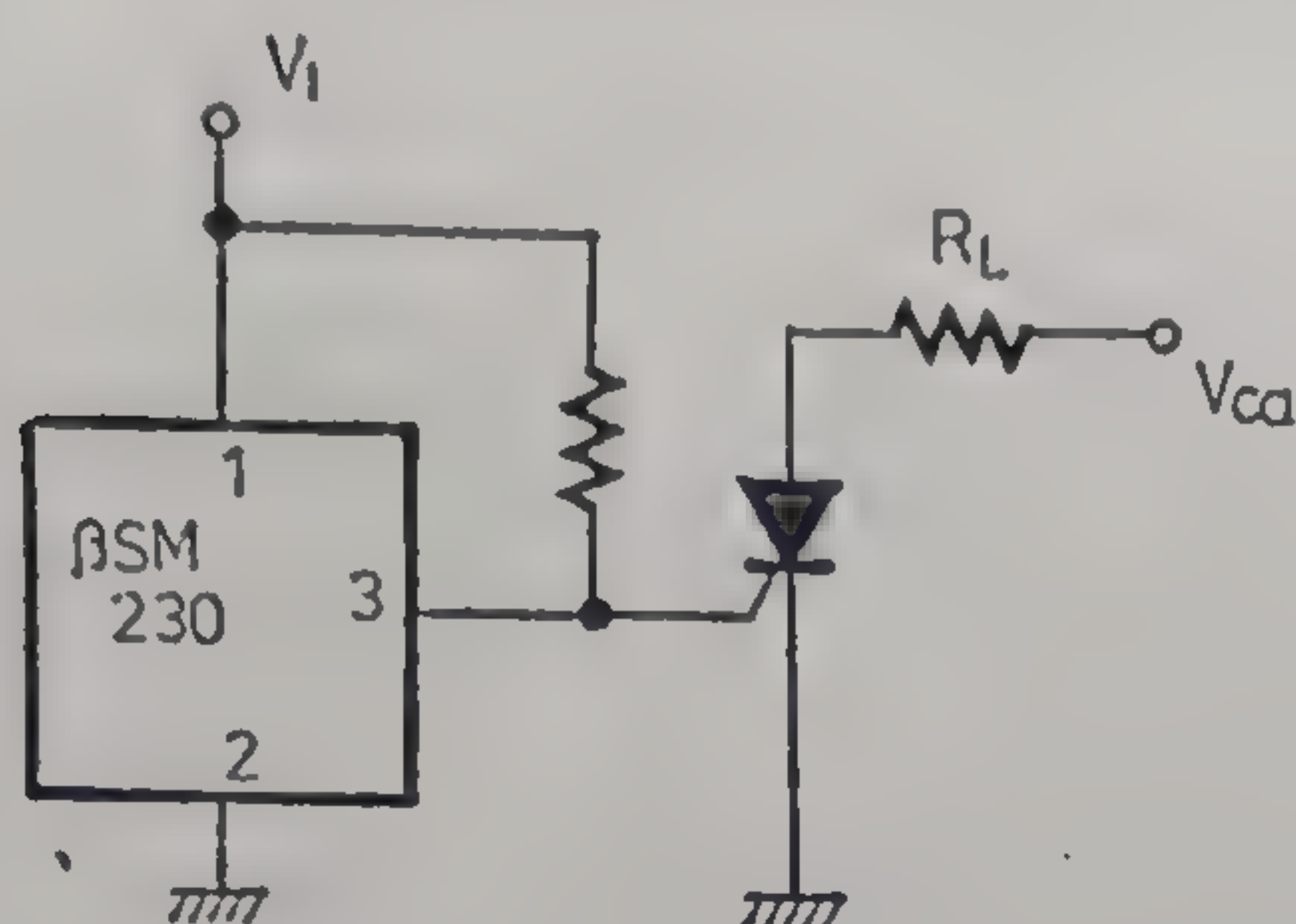


Fig. 2.36. Senzorul magnetic comandă un tiristor.

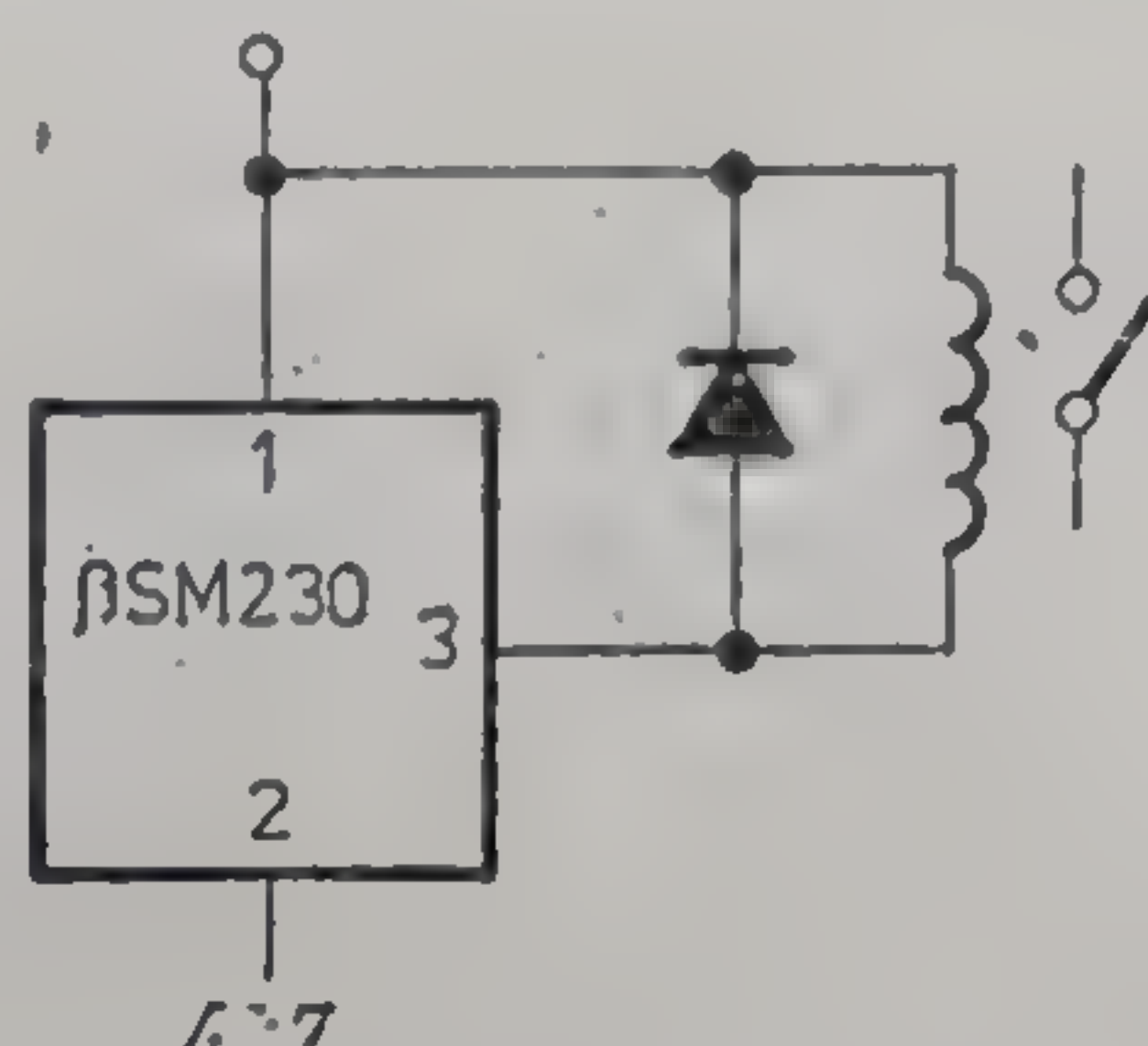


Fig. 2.37. Senzorul magnetic acționează un relee.

depășesc valorile maxime admisibile pentru senzor se pot utiliza interfețe.

Senzorul magnetic $\beta SM 230$ poate acționa direct relee alimentate la tensiuni mai mici de 25 V cu curent sub 50 mA (vezi figura 2.37).

2.4.4. Exemple de utilizare¹⁶

Senzorul magnetic comutator $\beta SM 240$ este proiectat special pentru utilizarea în claviaturi. Senzorii $\beta SM 23X$ au un avantaj de aplicații extrem de larg. Ei apar ca limitatoare de cap de cursă în mașini-unelte, mașini de cusut și tricotat, periferice de calculatoare, roboți industriali etc. Sînt utilizate la magnetofone și casetofone sau în montajele de stabilizare a turației în pick-up-uri și magnetofone. În autovehicule se întîlnesc în sistemele de aprindere electronică pentru motoare cu explozie, în sistemele de securitate, în construcția turometrelor și a vitezometrelor. Cu ele se construiesc traductoare de curent, detectori de poziție, micrometre și alte dispozitive de măsurat lungimi, numărătoare pentru piesele lucrate pe bandă.

Este aproape imposibilă o listare completă a aplicațiilor. În acest paragraf se vor prezenta cîteva exemple cu scopul de a orienta și stimula fantezia creatoare și ingeniozitatea utilizatorilor.

● Traductor de orizontabilitate

Senzorul magnetic comutator poate fi utilizat ca „nivelă cu bulă de aer” cu ieșire electrică. Pentru aceasta, un magnet permanent este montat solidar cu un pendul. Sub pendulul aflat în repaus se poziționează senzorul. În mod normal senzorul este deschis. Dacă ansamblul este înclinat, pendulul se deplasează iar senzorul se blochează (vezi figura 2.38).

● Traductor de accelerație

Este cunoscut faptul că în mișcare accelerată, pendulul se abate de la verticalitate. Efectul poate fi utilizat pentru a construi un traductor de accelerație ca în figura 2.39. Se obține și o indicație asupra sensului accelerației.

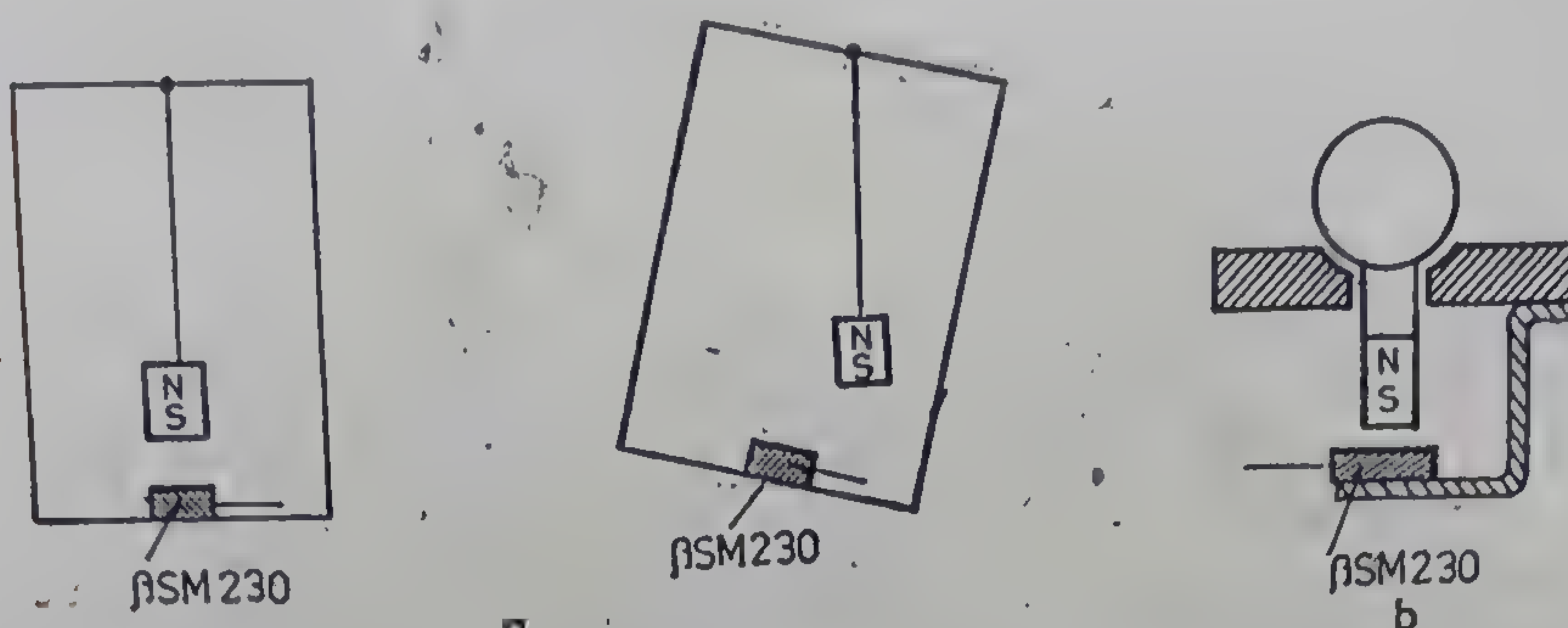


Fig. 2.38. Traductor de orizontalitate. (a) Principiu. (b) Soluție constructivă.

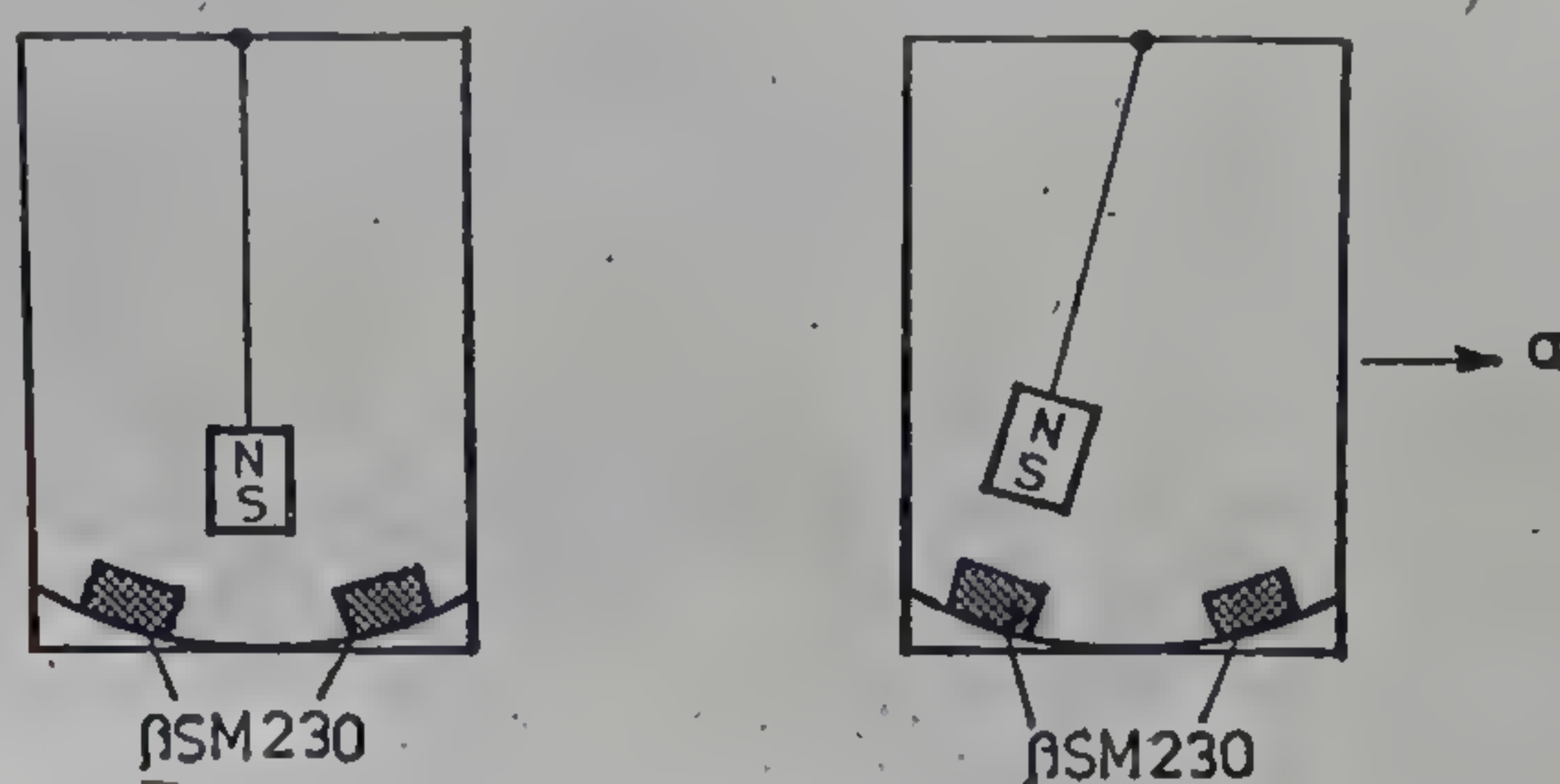


Fig. 2.39. Traductor de accelerație (principal)

- Buton (claviatură) fără contact mecanic

Aceasta este una din principalele aplicații ale senzorului magnetic comutator. O posibilă soluție constructivă este dată în figura 2.40.

- Supapă de siguranță

Deplasarea unei membrane într-o celulă manometrică poate fi sesizată dacă se montează, solidar cu membrana, un magnet permanent și se plasează în vecinătate un senzor magnetic comutafor (vezi figura 2.41). Atunci când

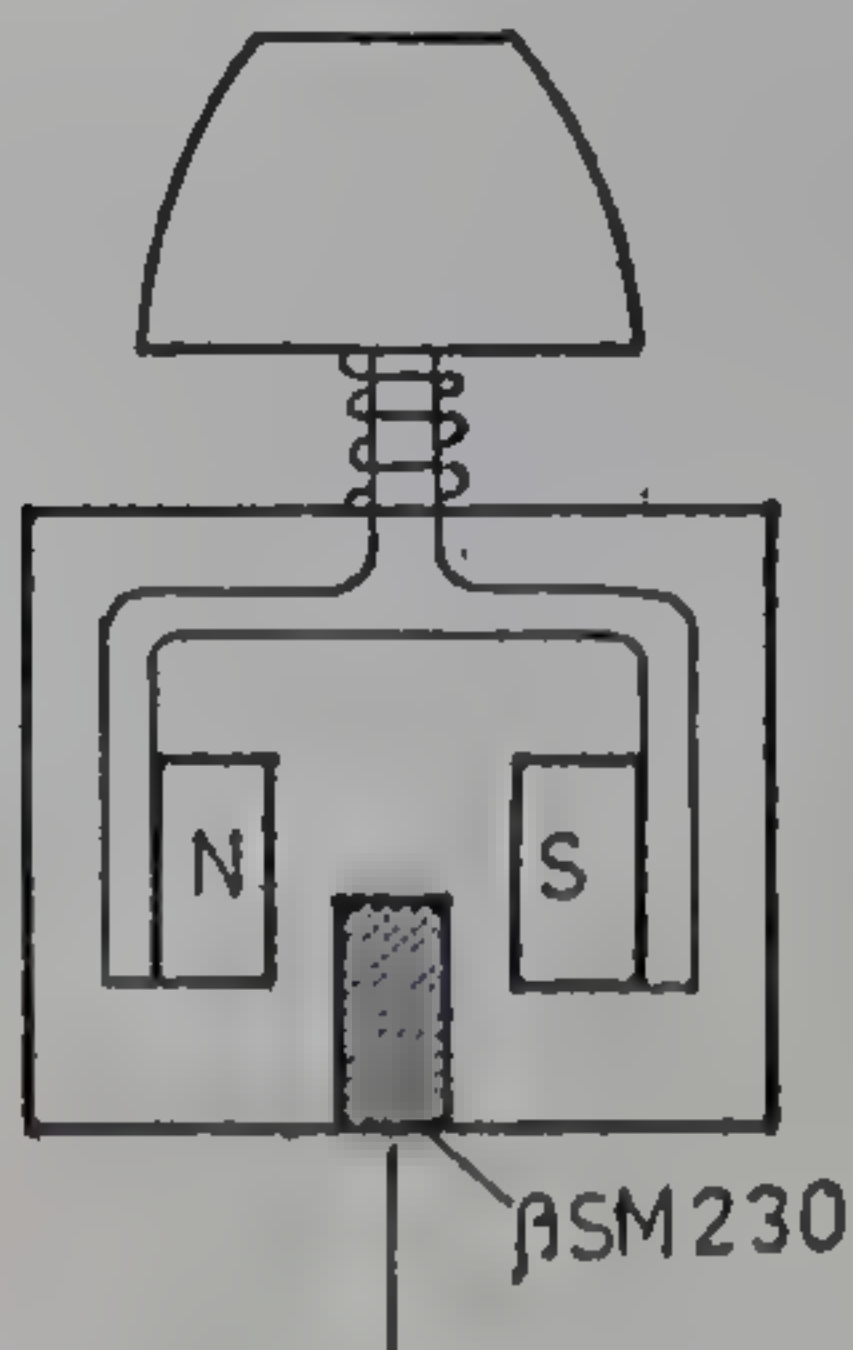


Fig. 2.40. Buton de claviatură fără contact mecanic.

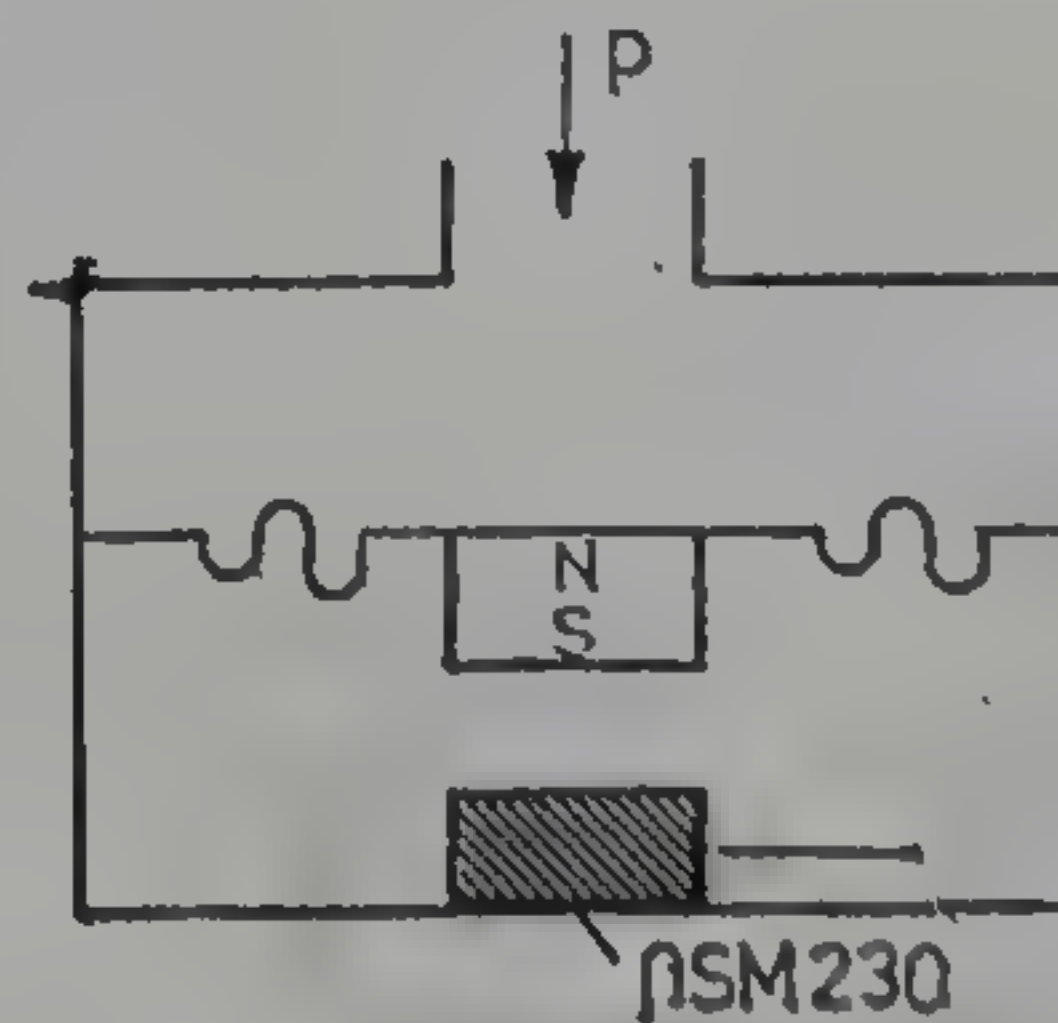


Fig. 2.41. Supapă de siguranță.

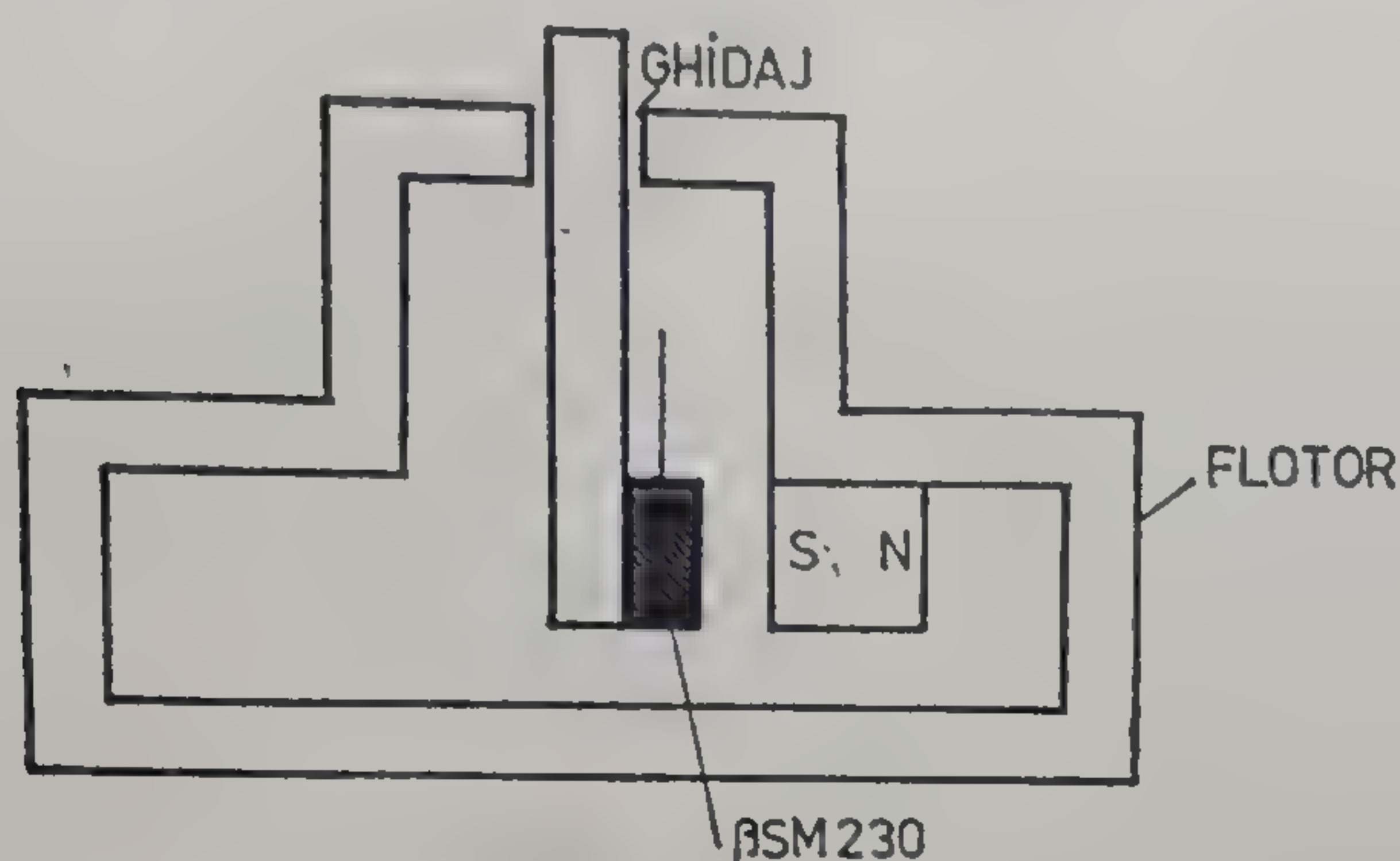


Fig. 2.42. Nivelmetru.

presiunea depășește o valoare critică, magnetul trebuie să ajungă suficient de aproape de senzor pentru a-i provoca deschiderea. Senzorul va acționa dispozitivele de siguranță pentru a readuce presiunea în limita admisibilă.

● Nivelmetru

Pentru a construi un nivelmetru, se montează un magnet permanent pe un flotor care se poate deplasa ghidat prin dreptul unui senzor magnetic comutator. Acesta este acționat în momentul în care nivelul lichidului atinge o valoare dorită (vezi figura 2.42).

● Detector de cap de cursă

Pieșele mecanice aflate în mișcare rectilinie pot fi oprite dacă la capătul cursei se plasează un senzor magnetic comutator, iar pe piesă se montează un magnet (vezi figura 2.43). Utilizarea imediată a acestei idei se găsește în roboții industriali. Un robot care execută o mișcare de dute-vino între două poziții, acționat de un motor de curent alternativ, este prezentat principial în figura 2.44. Este evident că pe acest principiu pot fi construiți roboți capabili să execute mișcări pe traiectorii mai complicate: în fiecare punct de schimbare a direcției se va plasa un senzor magnetic comutator al cărui semnal va fi prelucrat de un circuit logic pentru a comanda în mod adecvat dispozitivele de acționare.

● Detector de unghi de rotație

Există multe situații în care este utilă detectarea unghiului descris de piese aflate în mișcare de rotație. Soluția directă este prezentată în figura 2.45; ea face apel la un magnet permanent care acționează transversal. Se pot

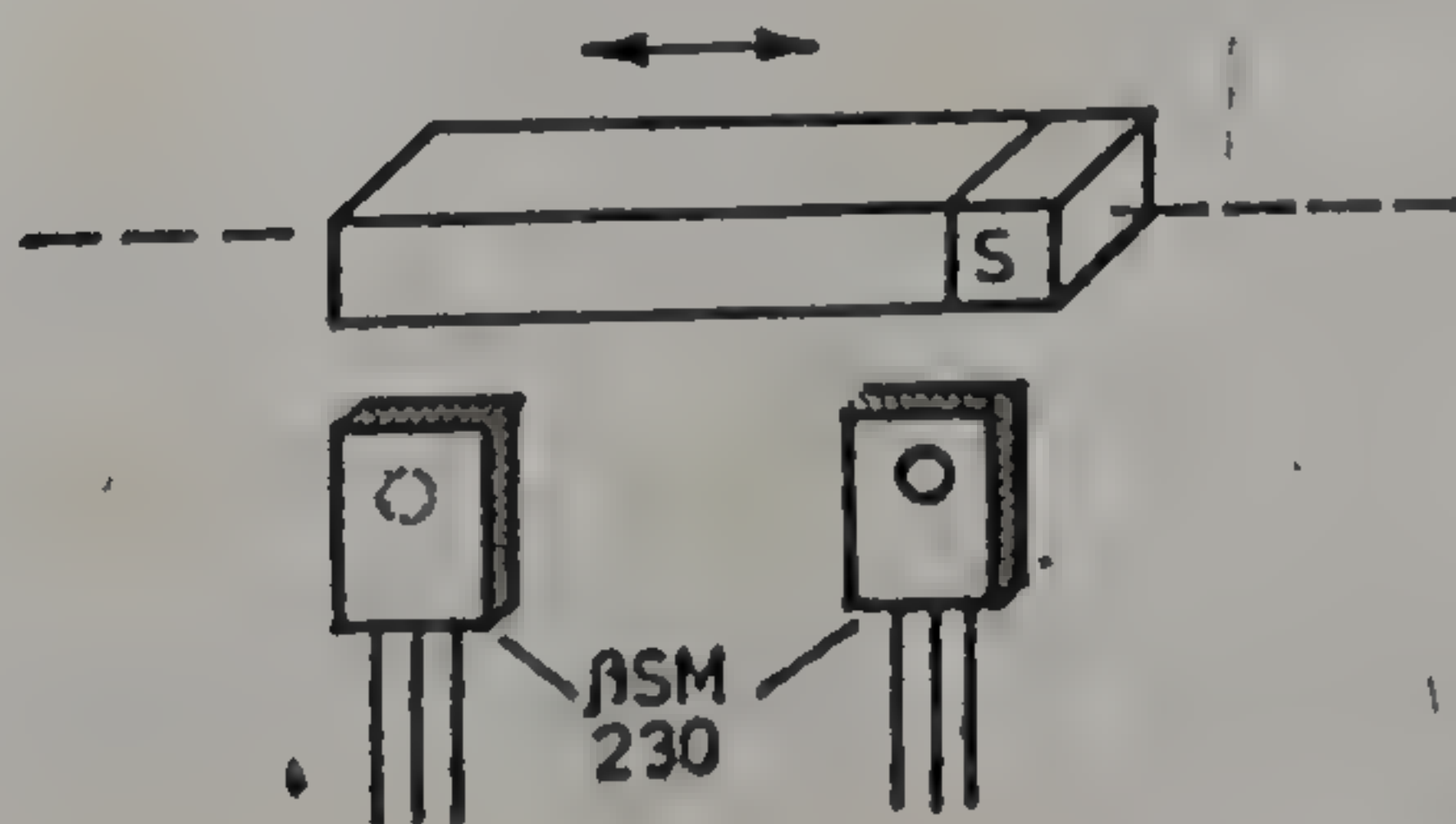


Fig. 2.43. Detector de cap de cursă (principial).

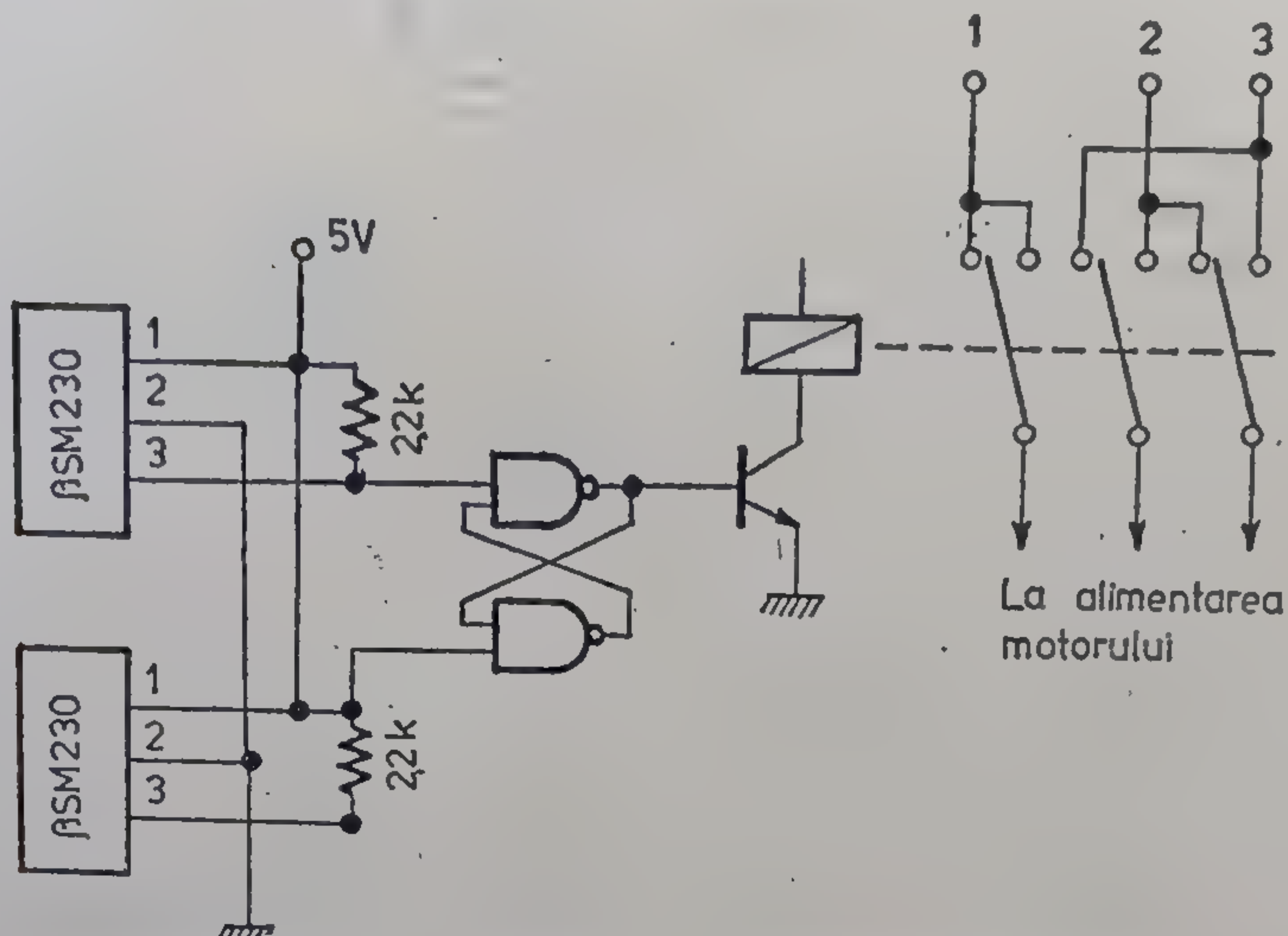


Fig. 2.44. Schema de principiu a unei instalații pentru schimbarea automată a direcției de mișcare la cap de cursă.

utiliza toate modurile de acționare, de pildă variația densității fluxului magnetic (vezi figura 2.46). Această ultimă idee se poate aplica pentru a urmări rotația unui tambur (vezi figura 2.47). Dinții formați la unul din capetele tamburului au o lungime de 6,35 mm, un pas de 4,75 mm pe circumferință și sînt separați de șanțuri cu adîncimea de 0,25 ... 0,4 mm. Pentru a sesiza variația fluxului magnetic este utilă o piesă de material feromagnetic de tipul celui din figura 2.28. Distanța între concentratorul de flux și dinții de pe tambur trebuie să fie foarte mică (de pildă 0,25 mm).

Ecranarea cîmpului magnetic este folosită în exemplul din figura 2.48 care reprezintă un distribuitor pentru aprinderea electronică a unui motor cu explozie.

● Măsurarea lungimilor

Ideea măsurării lungimii constă în transformarea mișcării de translație în mișcare de rotație printr-un mecanism calibrat și numărarea rotațiilor.

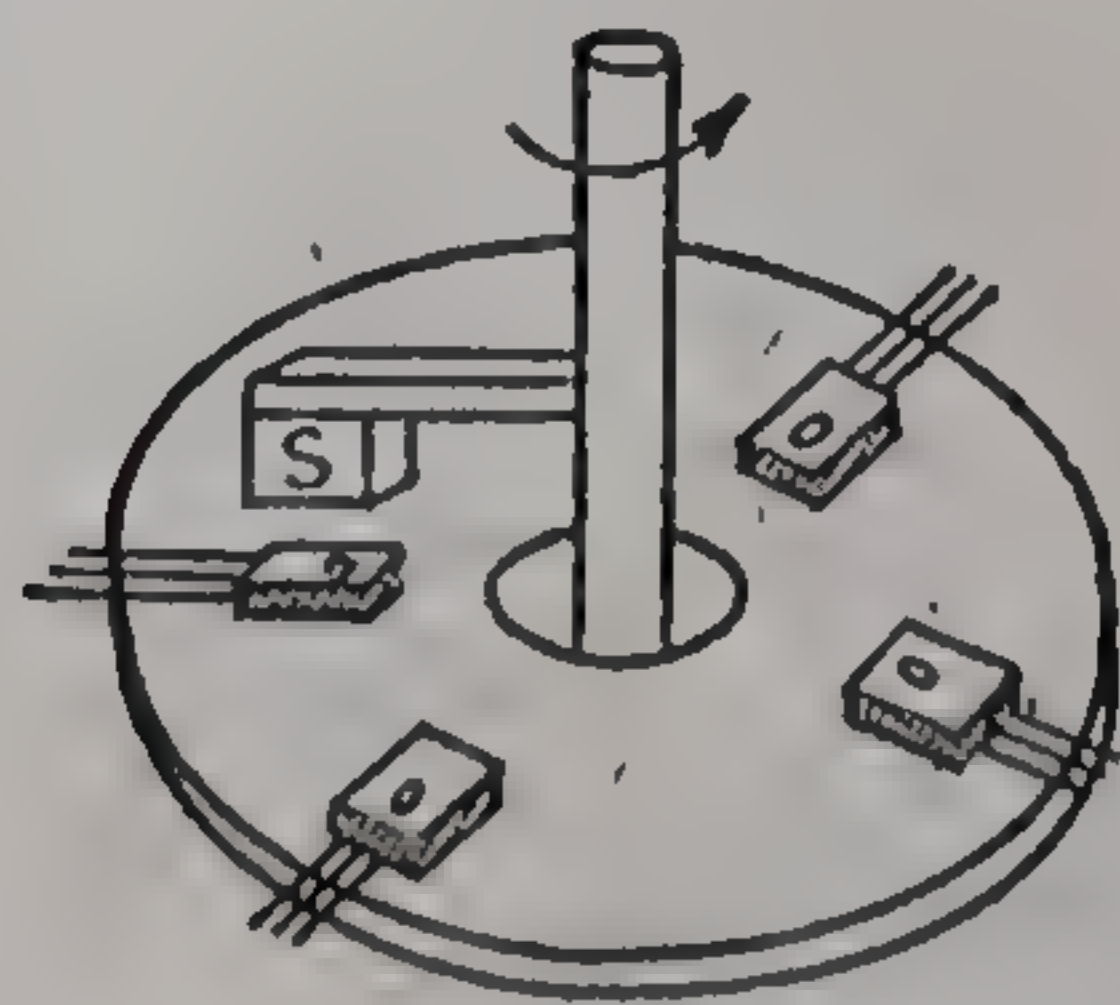


Fig. 2.45. Detector de unghi.

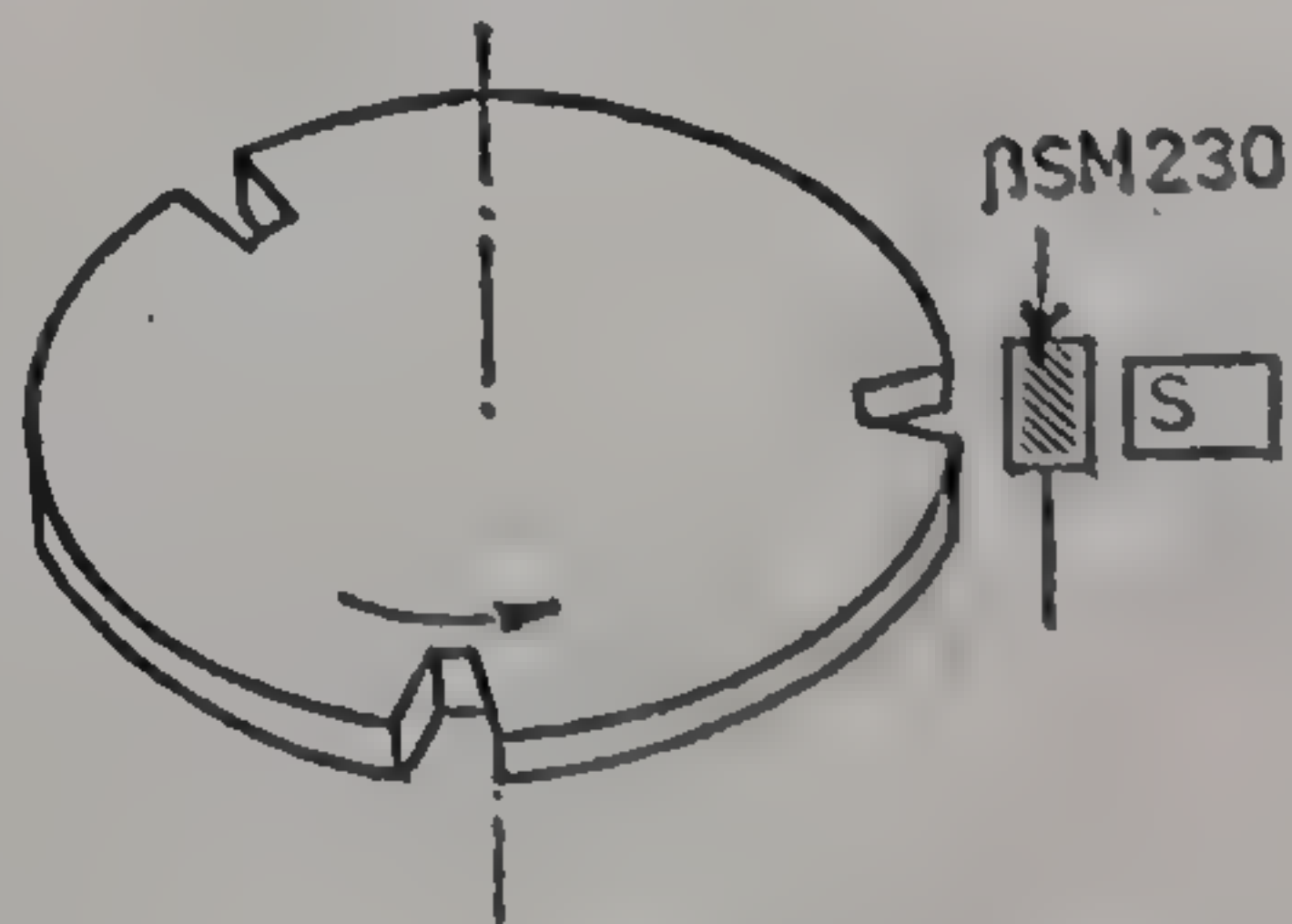


Fig. 2.46. Detector de unghi prin dispersarea cîmpului magnetic.

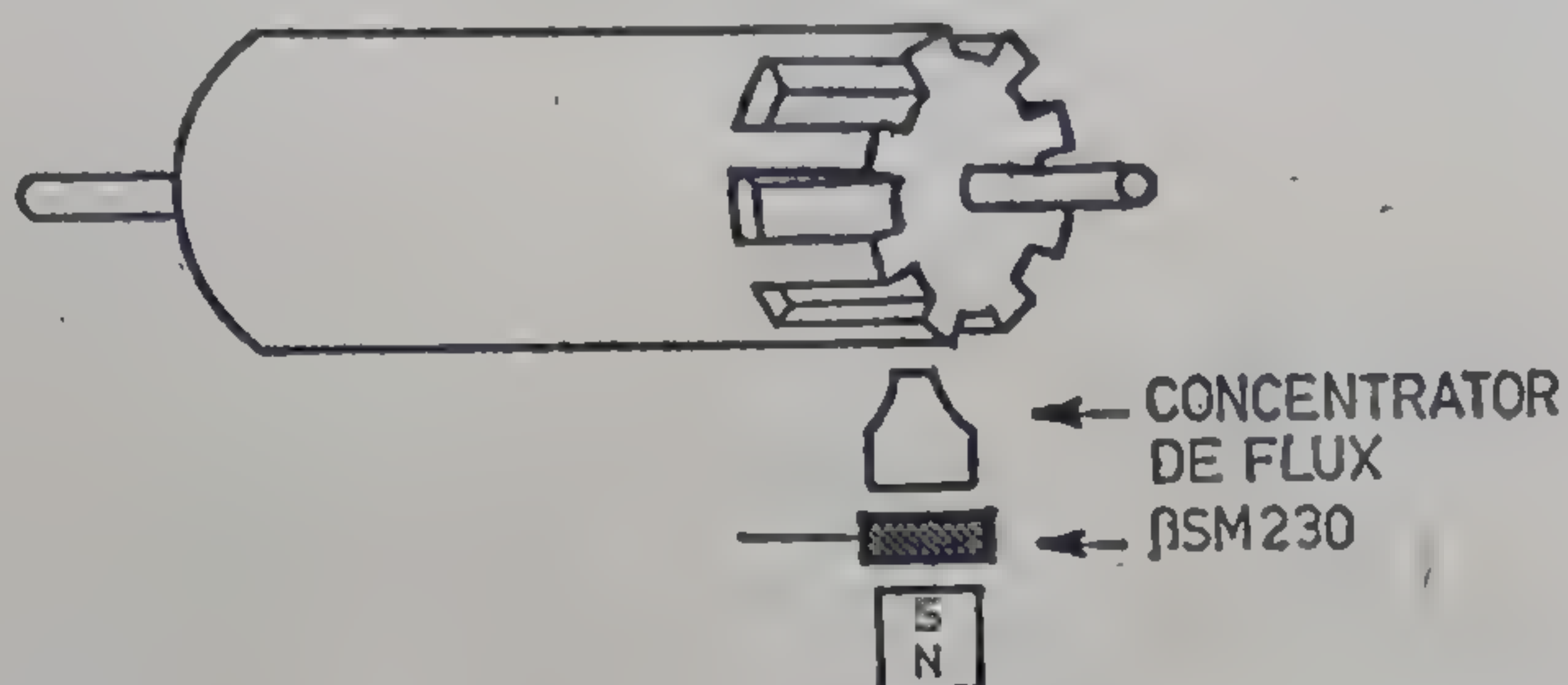


Fig. 2.47. Detector de unghi cu comutator de flux magnetic.

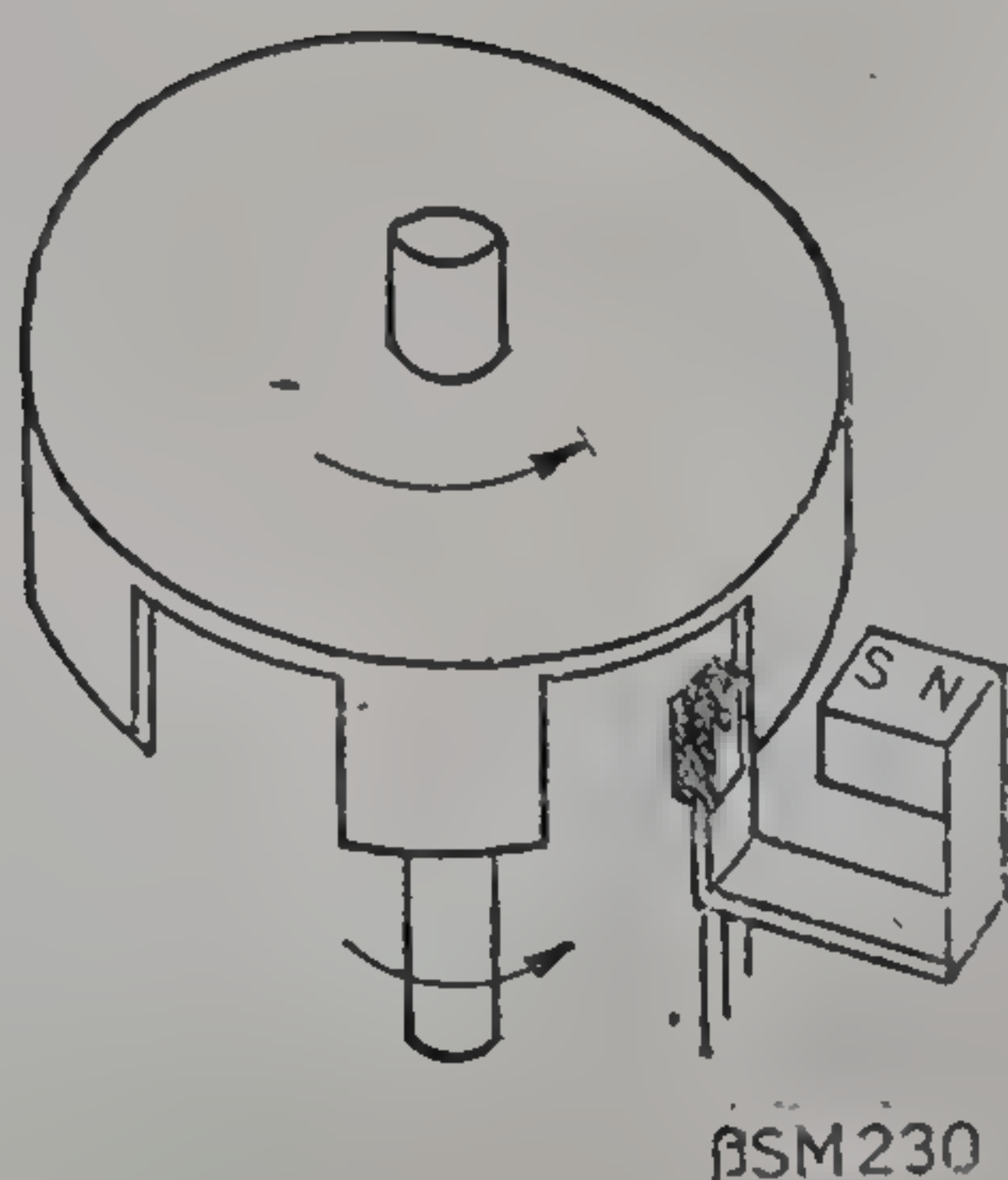


Fig. 2.48. Distributor pentru motor cu explozie.

În acest scop este suficient să se plaseze un singur magnet solidar cu axul în rotație și un singur senzor magnetic comutator în vecinătatea sa. La fiecare trecere a magnetului prin dreptul senzorului se produce un impuls care este preluat de un numărător și un dispozitiv de afișare.

În acest mod se pot construi aparate pentru măsurarea lungimii unor fișii sau panglici de țesături sau de hîrtie, ca în figura 2.49.

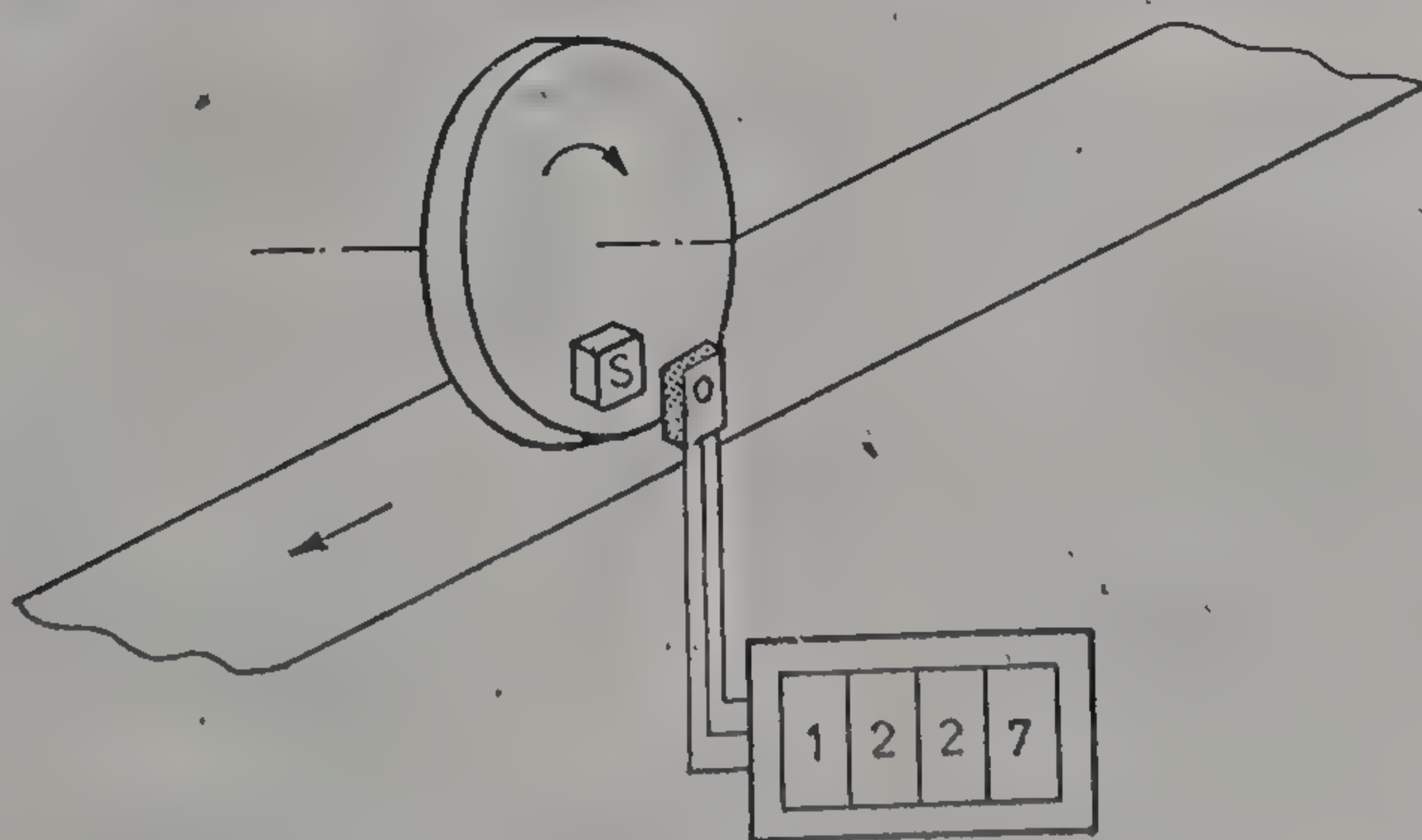


Fig. 2.49. Măsurarea lungimii unei panglici.

Procedeul este util și pentru măsurarea distanței parcurse de autovehicule (kilometraj), îndeosebi pentru deplasarea în teren accidentat, ca în cazul mașinilor agricole.

- Turometru

O mică perfecționare a mecanismului descris în exemplul precedent permite construirea unui turometru. Pentru construirea unui turometru analogic, impulsurile furnizate de senzor se integrează în timp, obținându-se o tensiune proporțională cu turația, care se afișează apoi pe un instrument de măsură calibrat.

Turometrul digital presupune numărarea impulsurilor într-un interval fix de timp, dat de o bază de timp.

- Debitmetre

Debitul unui fluid printr-o conductă se poate măsura cu ajutorul unei turbine introduse în conductă. Paletele turbinei vor fi prelungite astfel încât să ecraneze câmpul magnetic în care este plasat senzorul. În continuare, se va construi un turometru care se va calibra în funcție de debit (vezi figura 2.50).

- Numărarea pieselor în bandă

În figura 2.51 se prezintă o sugestie pentru numărarea pieselor feromagnetice produse în bandă (este ilustrat cazul bilelor pentru rulmenți). Senzorul este acționat prin intensificarea câmpului.

- Traductor de curent

Ultimul exemplu prezentat face apel la un electromagnet. El sesizează depășirea valorii limită a curentului prin înfășurare (vezi figura 2.52).

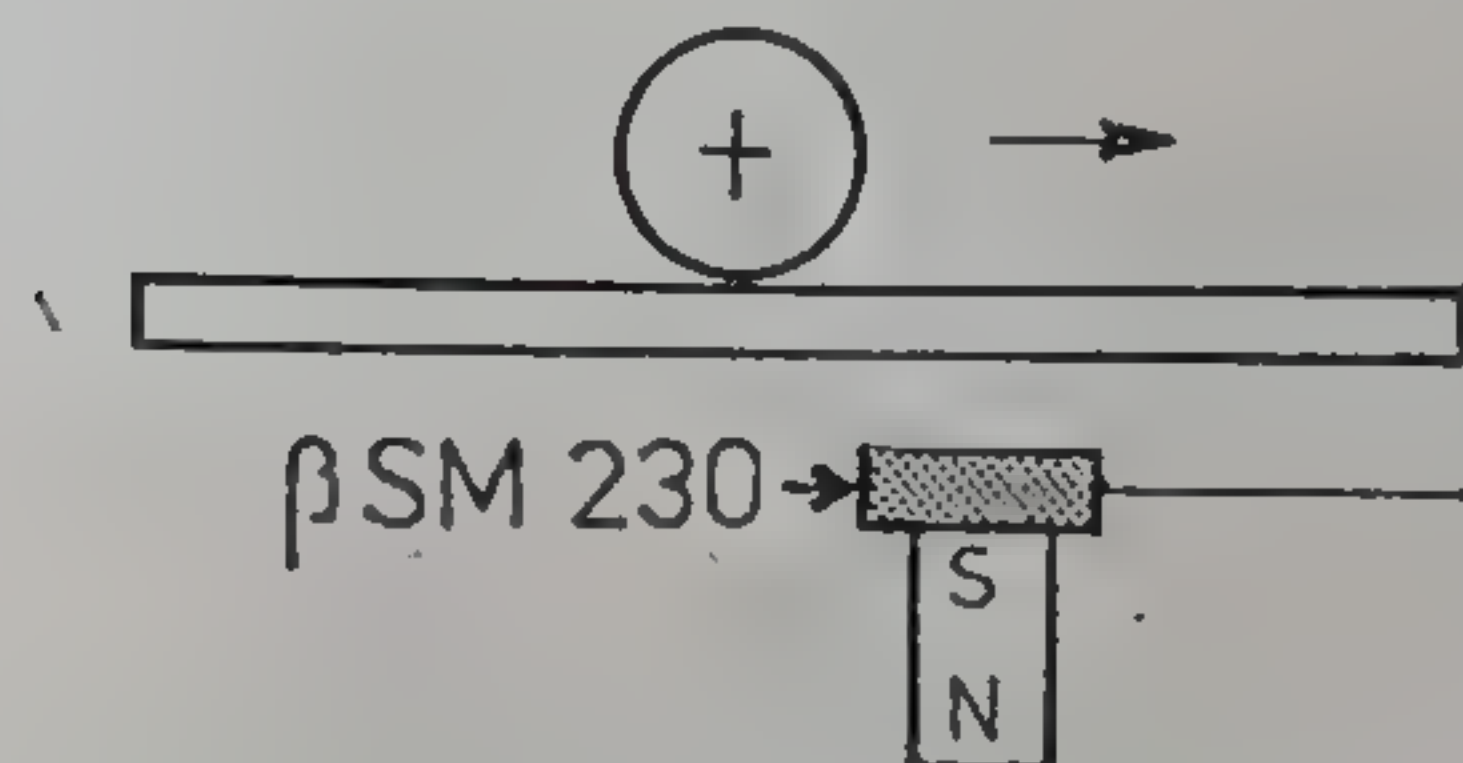


Fig. 2.50. Debitmetru

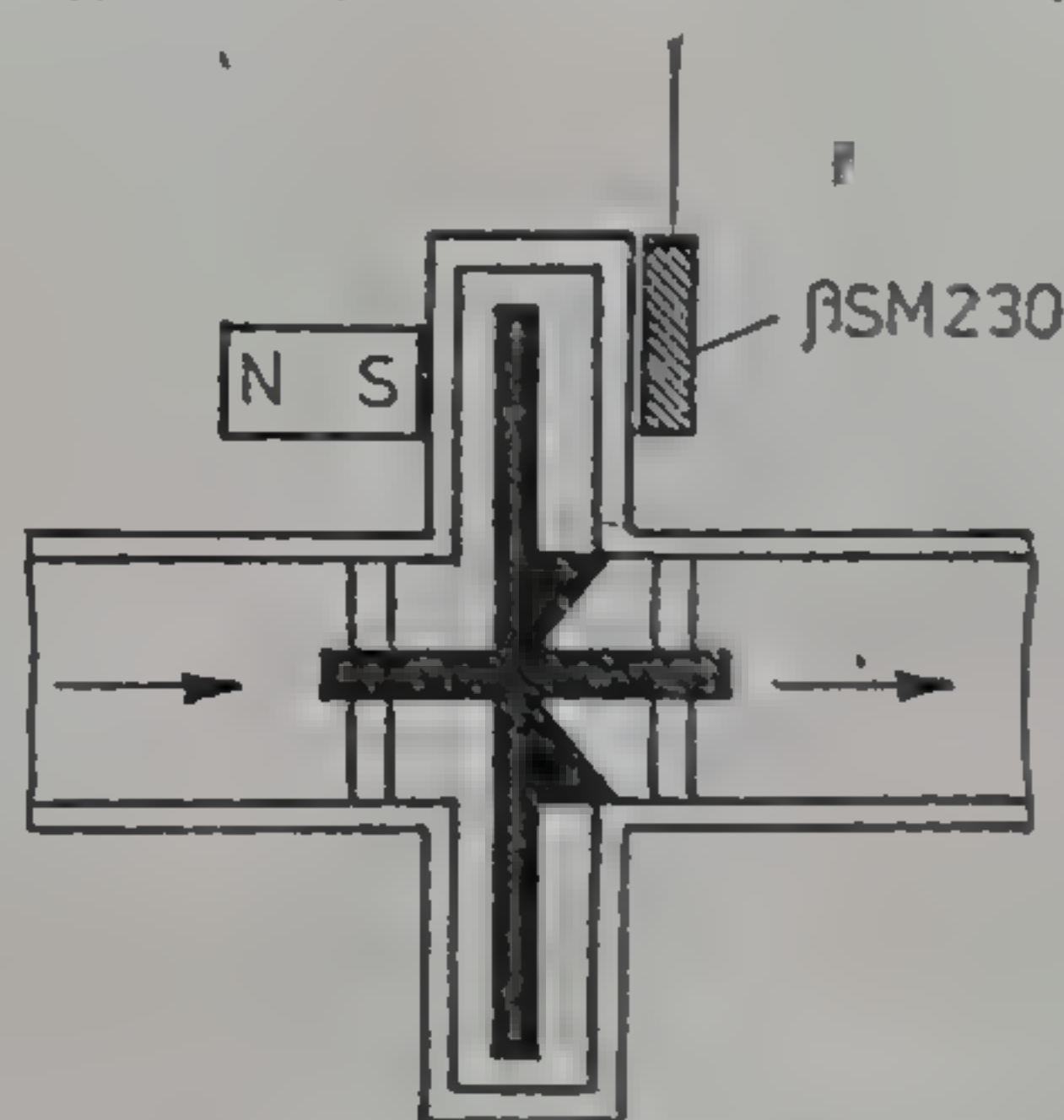


Fig. 2.51. Numărarea pieselor feromagnetice.

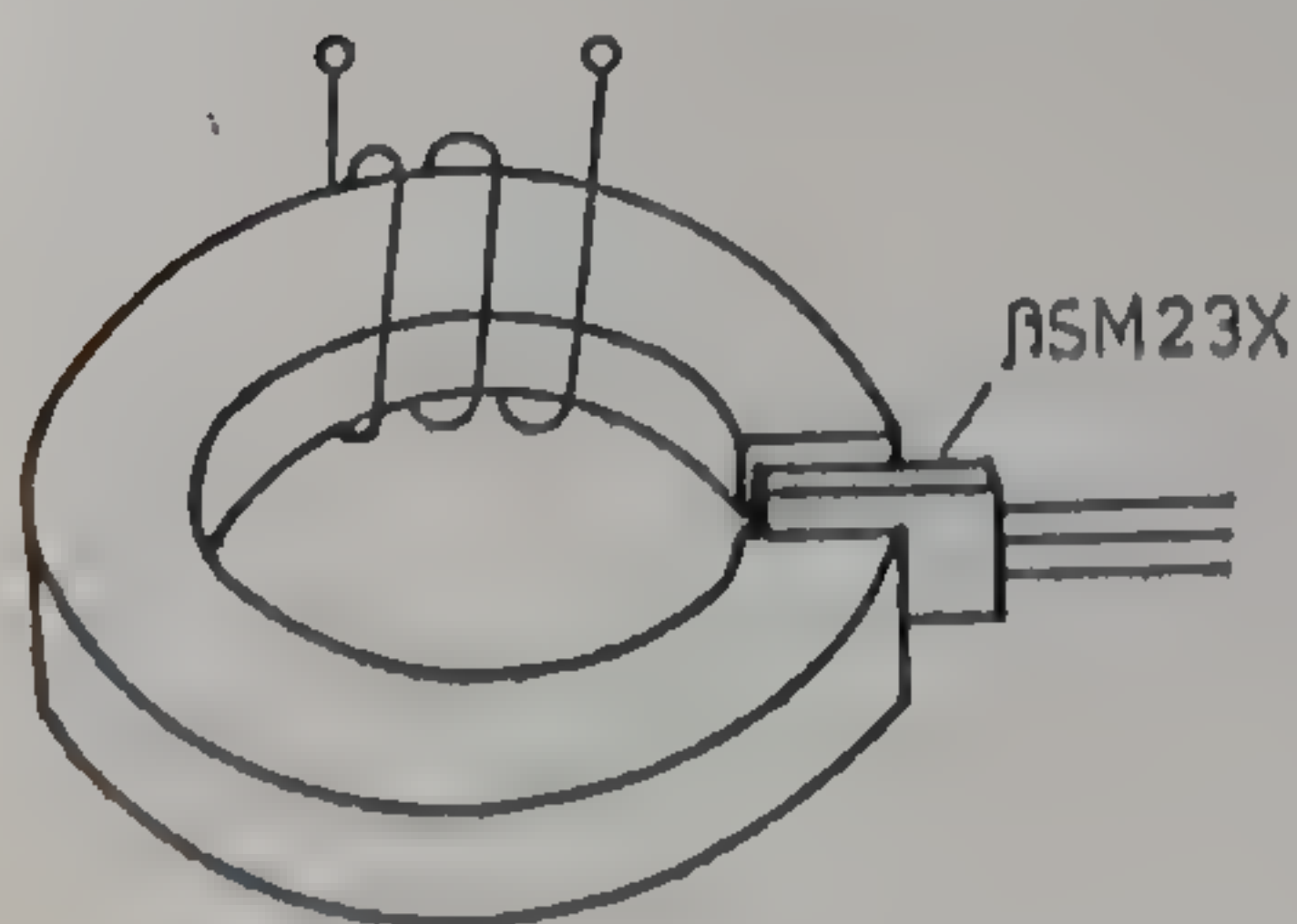


Fig. 2.52. Traductor de curent.

2.4.5. Precauții în utilizare

Senzorii magnetici comutatori din familia $\beta SM 2XX$ sînt în general foarte confortabil de utilizat. Totuși, trebuie avute în vedere unele măsuri pentru a evita funcționarea incorectă.

Astfel, se vor evita materialele feromagnetice la realizarea pieselor pentru montarea mecanică, deoarece ele pot șunta liniile de cîmp magnetic. În special, șurubul de fixare (la circuitele $\beta SM 23X$) va fi din alamă, bronz, material plastic etc., în nici un caz din fier.

De asemenea, eforturile mecanice importante exercitate asupra capsulei prin montarea mecanică pot induce efecte piezorezistive în circuitul integrat care alterează valorile pragurilor de comutare.

Este recomandabil ca ele să fie evitate. Pentru aceasta, cuplul de strîngere a șurubului de fixare (pentru circuitele $\beta SM 23X$) nu va depăși 0,7 Nm.

2.5. Alte circuite

În ultimii zece ani, senzorii magnetici integrați au cunoscut o semnificativă multiplicare și diversificare ^{10, 11, 12, 13, 14, 15}.

Se fabrică traductoare cu efect Hall în general asemănătoare ca schemă electrică și parametri. Există deosebiri în ceea ce privește semnalul de ieșire. Din acest punct de vedere traductoarele se pot clasifica în trei categorii:

- cu ieșire liniară;
- cu ieșire în impulsuri;
- cu ieșire digitală.

2.5.1. Senzori magnetici cu ieșire liniară

Schema bloc a unui senzor cu ieșire liniară este prezentată în figura 2.53. Se observă că semnalul electric la ieșirea circuitului variază liniar cu intensitatea cîmpului aplicat traductorului.

Acest tip de senzor prezintă o foarte bună liniaritate a caracteristicii în intervalul $(-50 \dots +50)$ mT.

Un exemplu de circuit din această categorie este circuitul TCA 450 realizat de firma PHILIPS. Schema electrică a circuitului este prezentată în figura 2.54. Se observă că circuitul este compus dintr-un element Hall, un amplificator diferențial (format din tranzistorul Q_3 și Q_4 și rezistențele R_2 și R_0) și un etaj de ieșire format din două tranzistoare în conexiune Darlington.

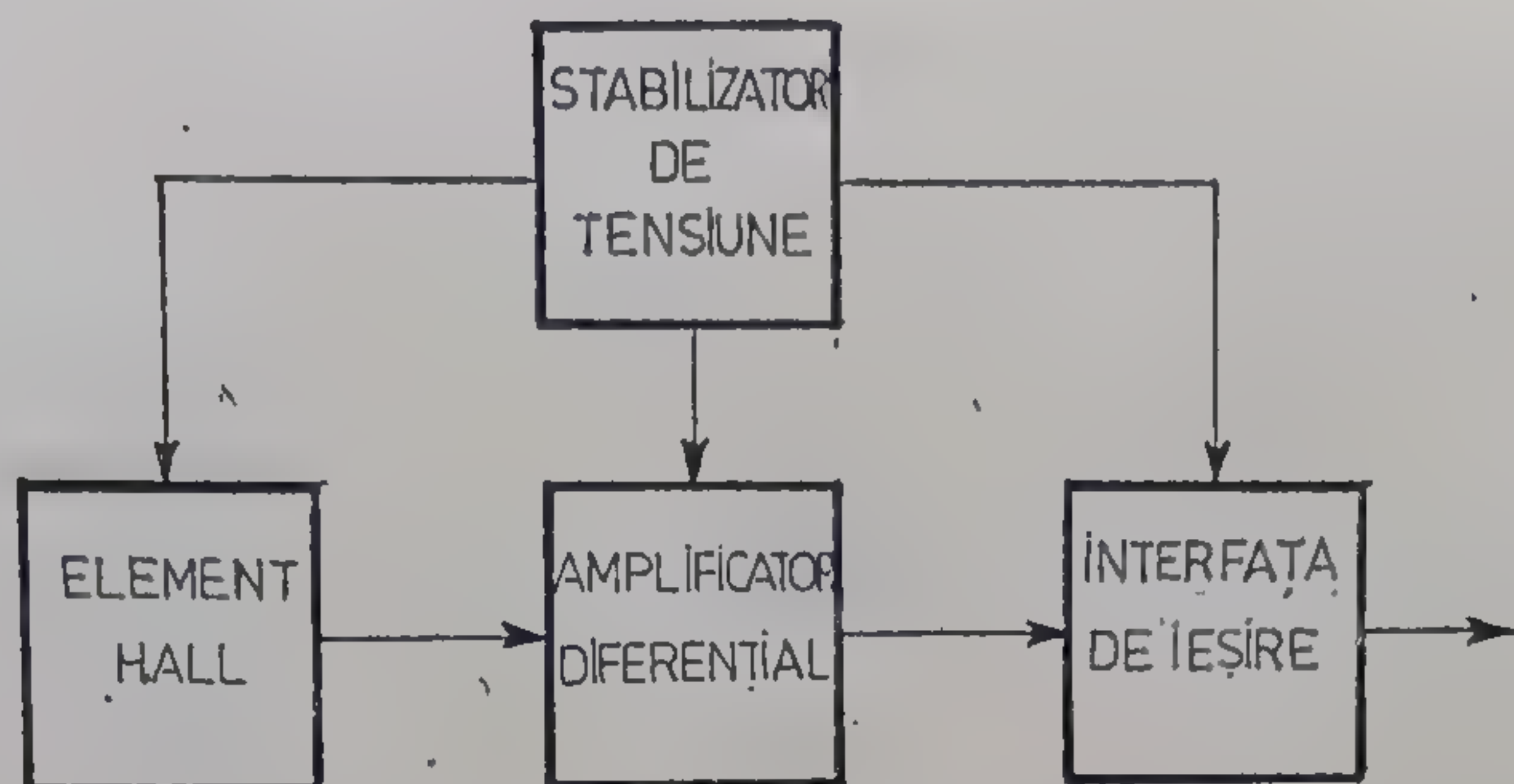


Fig. 2.53. Schema bloc a unui senzor cu ieșire liniară.

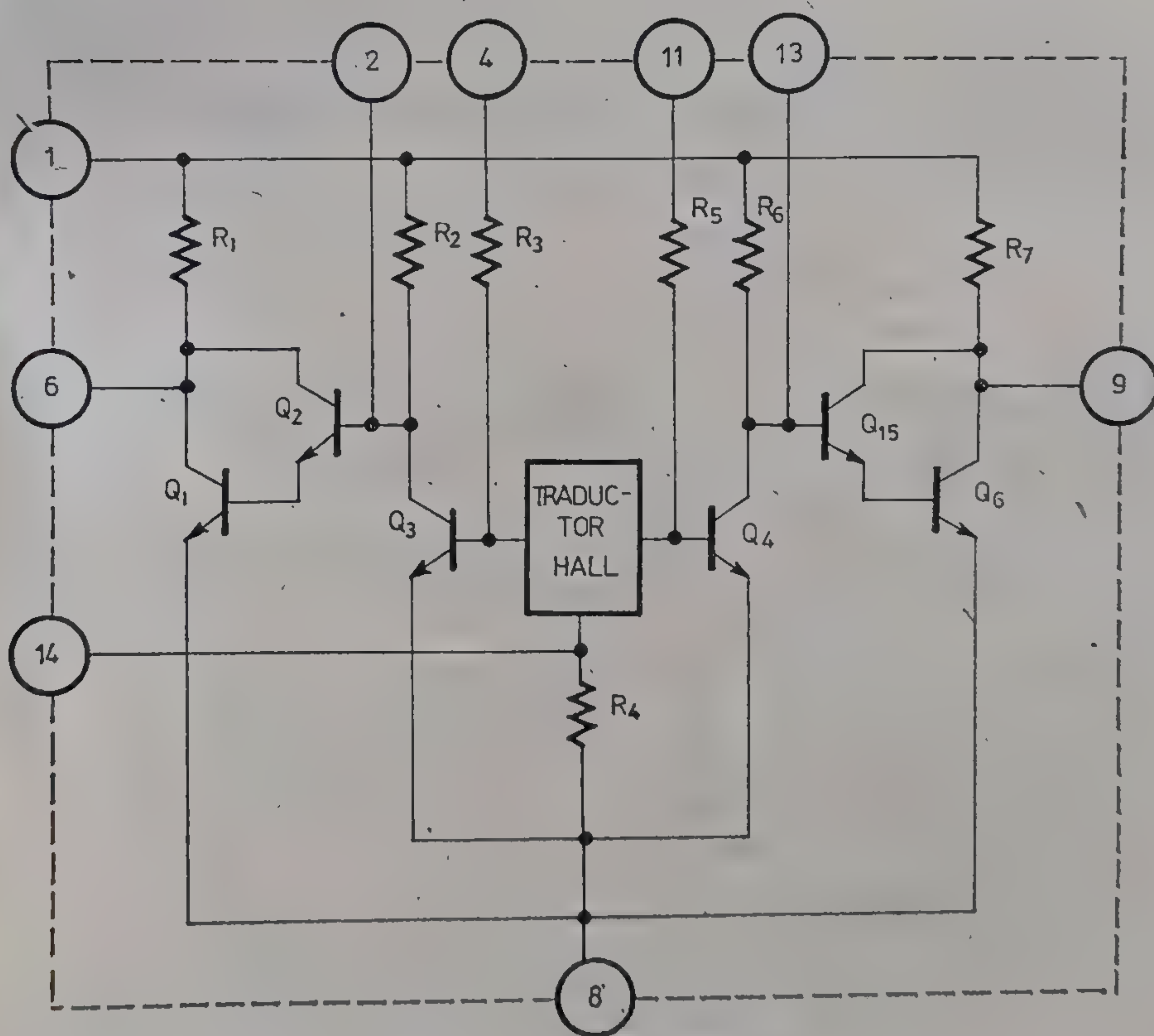


Fig. 2.54. Schema electrică a circuitului integrat TCA 450.

Intercalarea unei rezistențe între terminalele 2 și 13 permite ajustarea câștigului etajului diferențial.

Terminalele 4 și 11 servesc la ajustarea tensiunii de offset a amplificatorului diferențial. Ieșirea 6 conduce atunci când senzorul Hall este orientat spre polul *nord* al câmpului magnetic, iar ieșirea 9 atunci când senzorul Hall este orientat spre polul *sud* al câmpului magnetic.

Deci, în situația unui câmp magnetic a cărui polaritate se schimbă în timp, se va obține conducție la una din ieșiri, în funcție de polaritatea câmpului.

Această caracteristică a circuitului permite utilizarea lui comodă la motoarele de curent continuu fără perii.

2.5.2. Senzori cu ieșire în impulsuri

Acest tip de senzori furnizează la ieșire un impuls în momentul în care sînt acționate de câmpul magnetic. Ieșirea este în mod normal în starea cu nivel ridicat „H”. Atunci când intensitatea câmpului magnetic aplicat este suficient de mare, ieșirea comută în starea de nivel coborît „L” revenind în starea „H” după o întârziere determinată de elemente interne din circuit. Forma și durata impulsului sînt determinate de un trigger și un circuit de formare a impulsurilor interne circuitului.

2.5.3. Senzori cu ieșire digitală

Din această categorie fac parte circuitele din familia $\beta SM\ 2XX$. Ele se deosebesc de circuitele cu ieșire liniară prin prezența în schemă a comparatorului care transformă ieșirea liniară a elementului Hall într-o ieșire digitală (o ieșire cu două nivele bine definite).

Marea majoritate a senzorilor de acest tip au ieșiri cu colectorul în gol (CG). Pentru a ușura construirea matricelor, unele comutatoare au două ieșiri, acționate în fază (F) sau în antifază (A). Se construiesc și comutatoare cu ieșiri cu emitorul în gol (EG).

Desigur, comutatoarele cu două ieșiri necesită o capsulă cu patru terminale. Uneori, al patrulea terminal este comandat de un semnal *TTL*, avînd rolul de a valida comutatorul (notat *EN*; de la *enable* = validare).

Tabelul 2.4. cuprinde datele de catalog esențiale ale mai multor traducătoare cu ieșire digitală sau în impulsuri (P); ieșirea este descrisă cu ajutorul notațiilor prescurtate definite mai sus.

Se remarcă diversitatea mare a comutatoarelor magnetice fabricate la firmele *SPRAGUE* și *MICRO-SWITCH*^{11, 12, 17}.

După ce a anunțat date preliminare pentru seria *ULN-3 000* în catalogul 1971/1972, firma *SPRAGUE* a definit o familie de circuite integrate de sine stătătoare *UGN/UGS* (litera din mijloc identifică dispozitivele cu efect Hall iar ultima literă se referă la gama de temperatură, normală sau extinsă). La codul

Tabelul 2.4

Firma	Cod	Alimentare	Praguri	Ieșire
Siemens	SAS 221 S2	10 ... 27V/7mA		30V/30mA 2×A, CG
	SAS 221 S4	4,75 ... 18V/7mA		30V/30mA 2×A, CG
	SAS 241	4,75 ... 18V/6mA		30V/30mA 2×F, P
	SAS 241 S4	4,75 ... 5,25V/6mA		30V/30mA 2×F, P
	SAS 251	4,75 ... 27V/6mA	65mT/5mT	30V/30mA 2×F, CG
	SAS 251 S4	4,75 ... 5,25V/6mA		20V/30mA 2×F, CG
	SAS 251 S5	4,75 ... 18V/6mA		20V/30mA 2×F, CG
	SAS 261	4,65 ... 18V/5mA		20V/30mA CG, E
	SAS 261 S4	4,75 ... 5,25V/5mA		20V/30mA CG, E
Sprague	UGN-3013 T	4,5 ... 16V/16mA	45mT/2,5mT	17V/16mA CG
	UGN-3019 T	4,5 ... 16V/16mA	50mT/10mT	20/50mA CG
	UGS-3019 T	4,5 ... 16V/16mA	50mT/10mT	20V/50mA CG
	UGN-3020 T	4,5 ... 24V/14mA	35mT/5mT	25V/50mA CG
	UGS-3020 T	4,5 ... 24V/15mA	35mT/15mT	25V/50mA CG
	UGN-3030 T	4,5 ... 16V/13mA	25mT/-25mT	25V/50mA CG
	UGS-3030 T	4,5 ... 24V/13mA	25mT/-25mT	25V/50mA CG
	UGN-3201 M	5 ... 16V/25mA	75mT/10mT	20V/25mA 2×F, CG
	UGN-3203 M	5 ... 16V/25mA	35mT/2,5mT	20V/25mA 2×F, CG
	UGN-3220 S	4,5 ... 16V/9mA	35mT/5mT	17V/30mA 2×F, CG
Tesla	MH1 SS-1	4,9 ... 5,1V/15mA	80mT/15mT	5V/10mA 2×F, EG
RFT	B 461 G	4,75 ... 5,25V/5mA	65mT/5mT	20V/30mA CG, E
	B 462 G	4,75 ... 18V/5mA		20V/30mA CG, E
Texas Instruments	TL 170 C	4,75 ... 5,25/6mA	35mT/-35mT	30V/20mA CG
Micro Switch	55 SS16		40mT/5,7mT	9V/8mA CG
	57 SS16		31,5mT/2,9mT	9V/8mA CG
	65 SS2		70mT/10mT	9V/14mA 2×F, CG
	65 SS4	4,5 ... 9V/4mA	57,5mT/8,2mT	9V/4mA 2×F, CG
	67 SS2		55mT/5mT	9V/4mA 2×F, CG
	67 SS4		45mT/4mT	9V/4mA 2×F, CG
	103 SR5A-1		57,5mT/8,2mT	9V/4mA 2×F, CG
	56 SS16		45,5mT/85mT	7,5V/8mA CG, P
	66 SS2	8mA	80mT/15mT	7,5V/4mA 2×F, CG, P
	66 SS4		65,5mT/12,3mT	7,5V/4mA 2×F, CG P
	6 SS 2	4,5 ... 7,5V	7mT/10mT	5V/10mA 2×F, EG
	6 SS 4	4mA	57,5mT/8,2mT	5V/10mA 2×F, EG
	103 SR11A-1		57,5mT/8,2mT	5V/10mA 2×F, EG
	5 SS16		40mT/5,7mT	5V/20mA EG

Tabelul 2.4 (continuare)

Firma	Cod	Alimentare	Praguri	Ieșire
	613 SS2	60mT/5mT	60mT/5mT	16V/10mA 2×F, CG
	613 SS4		49,2mT/4mT	16V/10mA 2×F, CG
	617 SS2		25mT/-25mT	16V/10mA 2×F, CG
	617 SS4		20,5mT/-20,5mT	16V/10mA 2×F, CG
	103 SR13A-1		49,2mT/4mT	16V/10mA 2×F, CG
	103 SR17A-1	6 ... 16V/3,5 mA	20,5mT/-20,5mT	16V/10mA 2×F, CG
	513 SS16		34,2mT/3mT	16V/20mA CG
	517 SS16		14,2mT/-14,2mT	16V/20mA CG
	512 SS16		34,2mT/3mT	14V/20mA EG
	516 SS16		14,2mT/-14,2mT	14V/20mA EG
	612 SS2		60mT/5mT	14V/10mA 2×F, EG
	612 SS4		49,2mT/4mT	14V/10mA 2×F, EG
	616 SS2	6 ... 16V/3,5mA	25mT/-25mT	14V/10mA 2×F, EG
	616 SS4		20,5mT/-20,5mT	14V/10mA 2×F, EG
	103SR12A-1		49,2mT/4mT	14V/10mA 2×F, EG
	103SR16A-1		20,5mT/-20,5mT	14V/10mA 2×F, EG

EGENDA:

- 2 × A — 2 ieșiri în antifază
 2 × F — 2 ieșiri în fază
 CG — ieșire cu tranzistor cu colector în gol
 E — senzor cu intrare de validare (ENABLE)
 EG — ieșire cu tranzistor cu emitor în gol
 P — ieșire în impulsuri

din patru cifre se adaugă un sufix care precizează capsula (*M* este capsula cu 8 terminale mini-dip, la care se utilizează doar patru terminale pe aceeași parte; *T* este o capsulă cu trei terminale, asemănătoare cu TO 92 dar plată; *S* este o capsulă specială cu patru terminale).

Firma MICRO-SWITCH, care afirmă că este primul producător de traductoare magnetice integrate, are o listă foarte largă de produse. Ele se grupează în trei serii, în funcție de tipul de capsulă. Seria SR utilizează o încapsulare specială, într-un tub de aluminiu filetat. Seria 5 SS este montată într-o capsulă cu trei terminale, iar seria 6 SS are patru terminale.

Se pot observa în tabel praguri de blocare negativă. Ele arată că pentru a bloca traductorul este necesar să se apropie celălalt pol al magnetului. Astfel de traductoare se utilizează, de exemplu, împreună cu magneți toroidali, pe a căror circumferință exterioară se succedă polii N și S, pentru a codifica poziția axelor în rotație.

BIBLIOGRAFIE

1. W. Shockley, *Electrons and Holes in Semiconductors*, D. van Nostrand Co., New York, 1954.
2. C. D. Bulucea, A. Vais, H. Profeta, *Circuite integrate liniare*, Editura Tehnică, București, 1976.

3. P. R. Gray, R. G. Meyer, *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*, Editura Tehnică, București, 1983.
4. M. Bodea, A. Rusu, A. A. Vild-Maior, *Tehnologia dispozitivelor semiconductoare și a circuitelor integrate. Scheme tehnologice pentru circuitele integrate bipolare*, Institutul Politehnic, București, 1981.
5. C. Moșoc, *Fizica solidului*, Editura didactică și pedagogică, București, 1968.
6. E. H. Putley, *The Hall Effect and Related Phenomena*, Butterworth & Co., London, 1960.
7. A. C. Beer, *The Hall Effect and Related Phenomena*, *Solid-State Electronics*, vol. 9, 1966, pag. 339—351.
8. C. Sora, *Introducere în studiul generatorului Hall*, Editura Academiei R.S.R., București, 1969.
9. * * * *Circuitul integrat BSM 230, Notă de aplicații*, I.P.R.S. Băneasa, 1981.
10. * * * *Digital IC's*, *SIEMENS Data Book*, 1980.
11. * * * *Integrated circuits and functional electronic circuits*, *SPRAGUE Short Form Catalog Z-301 A*, 1971/72.
12. * * * *Magnetically-activated Hall effect integrated circuits*, *SPRAGUE*, 1980.
13. * * * *Integrated circuits Linear-Digital Data book*, *TESLA*, 1978—1979.
14. * * * *B 461 G, B 462 G, Vorläufige technische Daten*, *RFT*.
15. * * * *Type TL 170 C, Silicon Hall-effect switch*, *TEXAS INSTRUMENTS Bulletin* No. DL-S 12588, Dec. 1977.
16. * * * *Handbook For Applying Solid-State Hall Effect Sensors*, *MICRO SWITCH* 1976.
17. * * * *Magnetically operated Hall Effect Devices*, *MICRO SWITCH product sheet SR/SS/MG*.
18. Gunnar Björklund, *Improved Design of Hall Plates for Integrated Circuits*, *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. ED-25, No. 5, May 1978.
19. Johannes H. H. Janssen, *Multisegment Hall Element for Offset Voltage Compensation*, U.S.A. Patent A 123, 772, 31.10.1978.

3.1. Prezentarea circuitului

3.1.1. Destinație

Numele generic de *UNICIP* desemnează *un nou mod de abordare a proiectării și fabricației circuitelor integrate analogice*. Acest sistem de lucru se bazează pe o arie de componente electronice integrate dar *neinterconectate* și dă posibilitatea utilizatorului să-și proiecteze propriile scheme integrate adaptate strict pentru o aplicație particulară.

În momentul de față orice funcție analogică poate fi implementată cu circuite analogice standard, de catalog și de uz relativ general^{1,2,3}. Dar de multe ori această soluție este neeconomică sau greu de găsit din motive de spațiu sau putere disponibilă. De pildă, într-o schemă care necesită cinci amplificatoare operaționale de uz general nu toate amplificatoarele trebuie să posede caracteristici bune pe mod comun sau de ieșire. Pentru a obține aceeași funcție se poate concepe un singur circuit specializat care să evite toate facilitățile de uz general oferite de piesele standard, dar nenesare aplicației în cauză.

Proiectarea tradițională a circuitelor integrate realizează funcția dorită prin construirea unui cip în întregime nou, în care componentele sînt dimensionate și plasate astfel încît să se obțină suprafețe ocupate cît mai mici și performanțe electrice cît mai ridicate.

În sistemul *UNICIP* există un cip standard care conține un mare număr de componente integrate, plasate în poziții fixe. Cipul standard este astfel construit încît componentele pot fi interconectate cu ușurință în sute de feluri diferite. Pentru a crea un circuit specific este necesară numai proiectarea metalizării de interconectare a componentelor, deci numai a unei singure măști din cele șapte folosite uzual în tehnica bipolară.

Avantajul acestui mod de lucru este evident: deoarece de la un circuit la altul se schimbă numai ultima mască, plachetele de siliciu pot fi procesate chiar înainte de a apare ideea noului proiect. Cînd se dorește obținerea unui nou circuit se extrag din stoc plachetele preprocesate, li se aplică noua mască de metalizare (această mască reprezintă din punct de vedere tehnologic „proiectul”) și astfel cipurile sînt disponibile pentru utilizare. După ce prototipurile

au dat deplină satisfacție procesarea, lor în serie se bucură de aceeași economie de timp.

βU 1000 este denumirea familiei de circuite⁴ produse la IPRS-BĂNEASA pe structura standard UNICIP 1000. Un circuit particular construit pe această structură poartă de regulă un cod a cărui rădăcină este βU 1000 (de exemplu βU 1005, βU 1011 etc.)

Ideea de realizare a circuitelor integrate monolitice^{5,6} pe o arie neconectată a apărut din dorința de a satisface pe acci beneficiari interesați de circuite dedicate — destinate unei aplicații specializate — al căror volum de producție este mic, de ordinul miilor de bucăți. La acest nivel de producție realizarea tehnologică standard (proiectarea integrală a circuitului) devine puternic neeconomică (pragul tipic este de aproximativ 200 000 bucăți) deoarece caracterul de serie mare al fabricației dispăre cu totul.

De asemenea răspunsul la o solicitare este mult mai rapid în versiunea ariei neconectate în comparație cu răspunsul corespunzător abordării standard: *săptămîni față de luni.*

Nu trebuie neglijat nici aspectul deosebit de important al implicării beneficiarului în proiectarea efectivă a circuitului (deși acest lucru nu este obligatoriu, experiența arată că sînt extrem de puțini beneficiarii care nu doresc să-și proiecteze circuitul la care se gîndesc). În acest fel se rezolvă automat și problema spinoasă și de multe ori imposibil de soluționat, a compromisului generat de ajustarea temei de proiect la posibilitățile de realizare. În plus circuitul nu mai este pentru beneficiar un copil vitreg, ci unul pe deplin apropiat atît prin „ereditate” cît și sufletește.

În concluzie se poate afirma că aria neconectată reprezintă modalitatea — pe care producătorul de circuite integrate o oferă oricărui utilizator — de a putea obține în timp scurt cu un efort de proiectare și de tehnologie minim, la un nivel de preț identic cu cel al abordării standard, circuitul pe care îl dorește (eventual chiar cel la care visează!). Ne situăm astfel într-o zonă nouă a fabricației de circuite integrate, *circuite realizate la cererea beneficiarului.*

3.1.2. Conținutul structurii

Pe structura βU 1000 se află 139 de componente active și pasive⁴ cuprinse în lista următoare:

- 28 tranzistoare *npn* mici;
- 2 tranzistoare *npn* mari,
- 7 tranzistoare *pnp* lateral-bicolector,
- 3 tranzistoare *pnp* vertical
- 1 diodă Zener
- 94 rezistoare BAZA:

250 Ω	2 bucăți
500 Ω	24 bucăți
1 k Ω	20 bucăți
2 k Ω	36 bucăți
4 k Ω	12 bucăți

- 4 rezistoare *PINCH*, 10 k Ω minimum
- 14 ploturi de ieşire spre terminale.

Sacrificînd două tranzistoare de pe structură se pot realiza şi circuite integrate cu 16 terminale. Se remarcă progresia geometrică a valorilor rezistoarelor, fapt care uşurează construirea oricărei valori prin combinaţii serie-paralel.

3.1.3. Topologia structurii

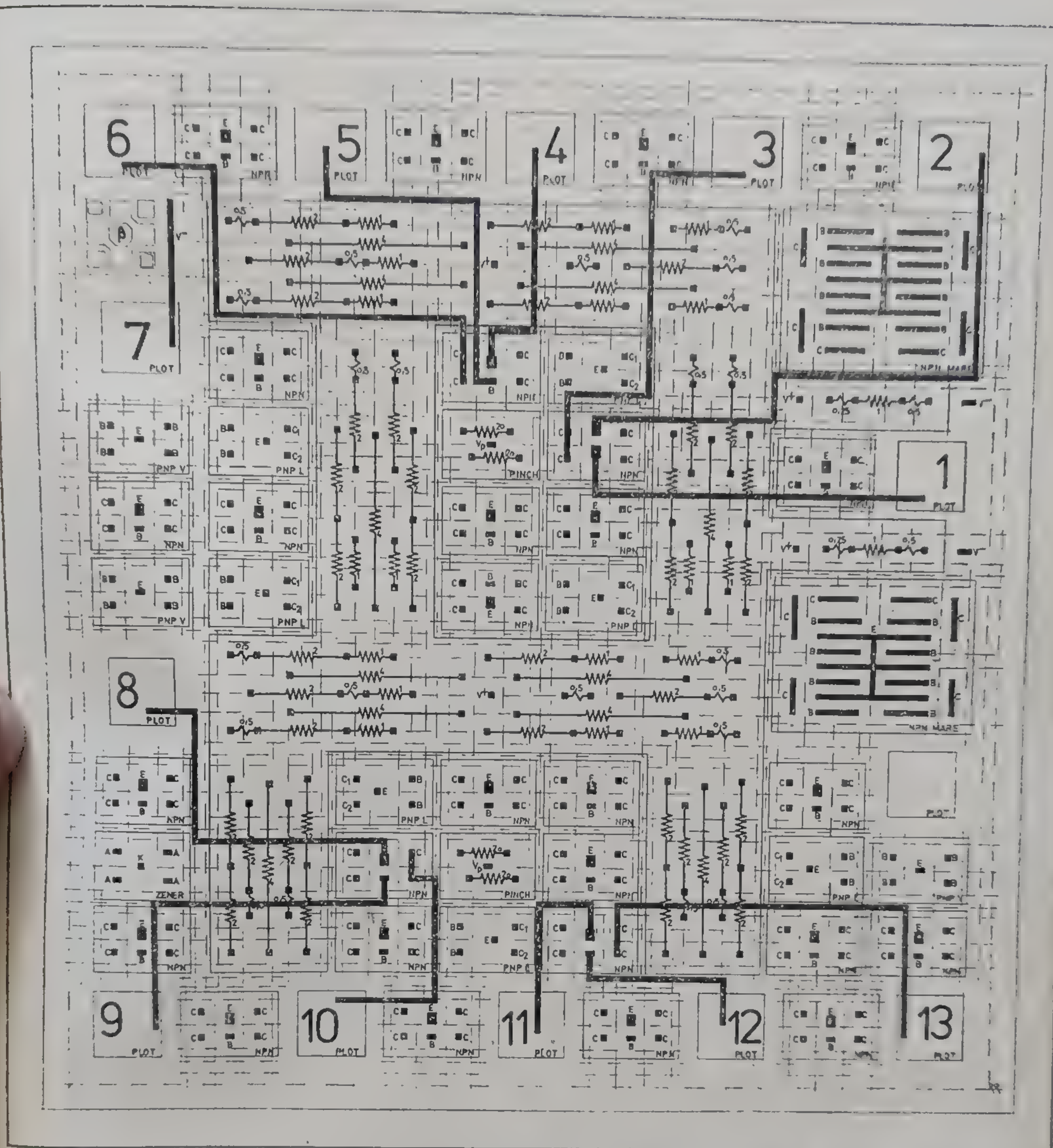
Geometria superficială a cipului βU 1000 este prezentată în planşa 1. Această planşă cuprinde într-un desen simplificat dispunerea componentelor pe structură precum şi posibilităţile de interconectare a acestora. Ea este pusă de către *IPRS-BĂNEASA* la dispoziţia beneficiarilor în vederea desenării proiectului de metalizare.

Pentru a înţelege mai uşor algoritmul de lucru, cititorul îşi poate imagina că are de desenat schema unui cablaj imprimat cu o singură faţă pe o placă transparentă, pe spatele căreia au fost deja fixate componentele electronice ale montajului. Tipul fiecărui tranzistor este menţionat în interiorul chenarului care îl delimitează iar lângă fiecare rezistenţă (desenată simbolic) este scrisă valoarea în k Ω . Pătrăţelele negre sînt punctele în care se conectează componentele la metalizare. Pentru ca utilizatorul să nu fie preocupat de problema lăţimii traseelor sau a distanţei dintre acestea, planşa conţine un caroiş de linii întrerupte pe care trebuie să se „aşeze” traseele metalice. Metalizările de ieşire spre terminalele circuitului integrat trebuie să ajungă pe ploturile figurate la periferia structurii. Pentru exemplificare, în figura 3.1 este indicată metalizarea unui circuit integrat (βU 1001) care are conectate la terminale patru tranzistoare *npn* mici.

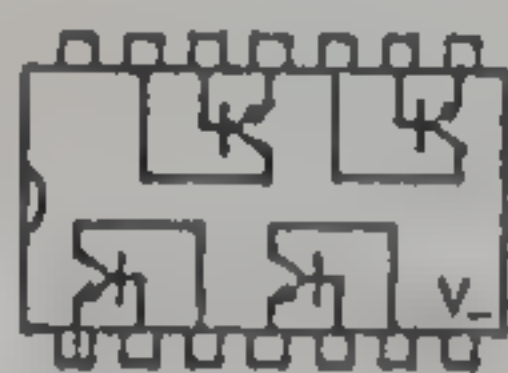
3.1.4. Proiectarea pe structură standard

IPRS-BĂNEASA pune la dispoziţia beneficiarilor un număr de cinci circuite integrate care conţin încapsulate elemente tipice selectate din aria βU 1000, cu ajutorul cărora se pot face modelările necesare proiectării schemei circuitului respectiv⁴. Circuitele sînt codificate βU 1001, βU 1002, ... βU 1005 şi au următorul conţinut:

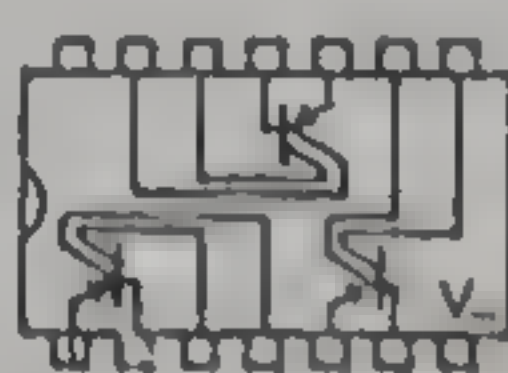
- βU 1001: 4 tranzistoare *npn* mici;
- βU 1002: 3 tranzistoare *pnp* lateral, bicolector;
- βU 1003: 3 tranzistoare *pnp* vertical, o diodă Zener, 2 rezistenţe *PINCH*;
- βU 1004: 2 tranzistoare *npn* mari. 3 rezistenţe *BAZA*: 0,5 k Ω , 2 k Ω şi 4 k Ω ;
- βU 1005: 6 rezistenţe: 0,25 k Ω , 0,25 k Ω , 0,5 k Ω , 1 k Ω , 2 k Ω şi 4 k Ω .



UNICIP 1000
i.p.r.s. băneasa



$\beta U 1001$



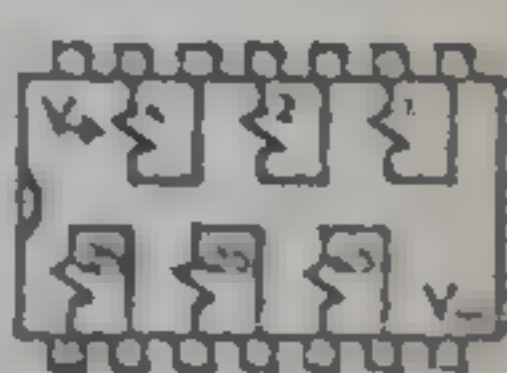
$\beta U 1002$



$\beta U 1003$



$\beta U 1004$



$\beta U 1005$

Fig. 3.1. Desenul metalizării circuitului integrat $\beta U 1001$. Pe fiecare plot este scris numărul corespunzător terminalului capsulei din plastic cu 14 terminale.

Toate aceste circuite au terminalul 7 (V^-) legat la substrat și el va trebui conectat electric la potențialul cel mai scăzut al montajului; schemele electrice interne precum și configurația terminalelor sînt prezentate în planșa 1.

Proiectarea unui circuit utilizînd aria analogică neconectată βU 1000 cuprinde următoarele faze:

- Definirea performanțelor electrice ale viitorului circuit și acordarea lor cu caracteristicile electrice ale componentelor din βU 1000, specificate în tabelul 3.1 sau în catalog⁴.
- Un prim desen al schemei electrice a circuitului.
- Modelarea schemei cu ajutorul circuitelor βU 1001 ... βU 1005 și executarea măsurătorilor electrice de evaluare.
- Completarea schemei inițiale și optimizarea ei.
- Desenarea schiței de metalizare pe planșa 1.
- Reiterarea operațiilor în caz de dificultate.

În final, avînd definitive schița metalizării, schema electrică și performanțele verificate pe model (în măsura în care aceasta lucru este posibil) se trece la realizarea măștii de interconectare, aplicarea ei pe plachetele pre-procesate și încapsularea cipurilor astfel obținute. Aceste ultime operații se execută în uzină rezultînd prototipuri încapsulate, ce sînt apoi măsurate și evaluate pentru a stabili dacă circuitul corespunde funcției dorite.

Ca urmare a acestor măsurători finale se poate întocmi o specificație tehnică care va sta la baza fabricației de serie.

Schemele integrabile diferă destul de mult față de cele realizate cu componente discrete. Existența tuturor componentelor pe același cip oferă facilități și performanțe de împerechere electrică, termică și tehnologică net superioare realizărilor cu componente discrete clasice. Pentru familiarizarea cititorilor cu schemele și tehnicile uzual folosite în acest domeniu recomandăm consultarea lucrărilor indicate în bibliografia de la sfîrșitul capitolului.

3.2. Parametri

Performanțele electrice ale componentelor de pe structura βU 1000 se măsoară pe setul de circuite βU 1001 ... βU 1005 și sînt listate în tabelul 3.1. În plus, fabricantul garantează la fiecare plachetă de structuri UNICIP alinierea caracteristicilor de componentă la valorile tipice din tabel. În acest mod, producția unui circuit corect proiectat se încadrează de la început în randamentele uzuale de fabricație.

Tabelul 3.1

UNICIP 1000

Arie analogică neconectată

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de izolare între componente	20 V
Tensiunea maximă colector-emitor	20 V
Tensiunea maximă colector-bază	20 V
Tranzistor <i>npn mic</i> :	
tensiunea inversă emitor-bază, maximă	5 V
curentul maxim de colector	10 mA
curentul maxim de bază	1 mA
Tranzistor <i>npn mare</i> :	
tensiunea inversă emitor-bază, maximă	5 V
curentul maxim de colector	150 mA
curentul maxim de bază	20 mA
Tranzistor <i>pnp lateral</i> (cel doi colectori uniți)	
tensiunea inversă bază-emitor, maximă	20 V
curentul maxim de colector	1 mA
curentul maxim de bază	1 mA
Tranzistor <i>pnp vertical</i> :	
tensiunea inversă bază-emitor	5 V
curentul maxim de colector	0,5 mA
curentul maxim de bază	0,5 mA
Curentul maxim prin dioda Zener	10 mA
Tensiunea maximă pe rezistența PINCH	6 V
Temperatura joncțiunii	+125°C
Temperatura terminalelor la lipirea pe cablaj	
timp de maximum 10 secunde	+265°C
timp de maximum 5 secunde	+280°C

Notă: Tipul capsulei și implicit puterea maximă disipată se stabilesc de comun acord cu beneficiarii.

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = +25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
<i>npn mic</i>					
Căștigul static în curent	$V_{CE} = 5V, I_C = 1mA$	80	120		
	$V_{CE} = 5V, I_C = 10\mu A$	50	80		
Curentul de colector	$\beta > 0,5\beta_{max}$	0,01	3	10	mA
Tensiunea de offset			1	5	mV
$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2}$	$I_{E1} = I_{E2} = 1mA$		300		MHz
Frecvența de tăiere	$V_{CE} = 15V, I_C = 3mA$				
<i>npn mare</i>					
Căștigul static în curent	$V_{CE} = 5V, I_C = 50mA$	50	150		
Curentul de colector	$\beta > 0,5\beta_{max}$	0,5		150	mA

Tabelul 3.1 (continuare)

UNICIP 1000

Parametrul	Condiții	Min.	Tipic.	Max.	Unități
<i>pnp lateral</i> (colectorii uniți)					
Cîștigul static în curent	$V_{CE} = -5V, I_C = -100\mu A$	10	30		
Curentul de colector	$V_{CE} = -5V, I_C = -10\mu A$ $\beta > 0,5 \beta_{max}$	5 0,001	20 0,1	1	mA
<i>pnp vertical</i>					
Cîștigul static în curent	$V_{CE} = -5V, I_C = -60\mu A$	60	100		
Curentul de colector	$\beta > 0,5 \beta_{max}$	1		500	μA
<i>Dioda Zener</i>					
Tensiunea Zener	$I_Z = 100 \mu A$	6,6	7,3	8	V
Coeficientul de temperatură al tensiunii Zener	$T_a = 0^\circ C \dots +70^\circ C$		0,01		%/°C
<i>Rezistența BAZA</i>					
Toleranța asupra valorii nominale	$I_R = 1 \text{ mA}$		10	30	%
Coeficient de temperatură	$T_a = 0^\circ C \dots +70^\circ C$		0,24	0,3	%/°C
<i>Rezistența PINCH</i>	$I_R = 10\mu A, V_R \leq 6 \text{ V}$	10	30		k Ω

3.3. Alte circuite integrate

Cu toată simplitatea ideii de arie integrată neconectată, acest sistem de lucru a fost introdus recent de firmele producătoare de circuite integrate. Probabil că unul din argumentele ce au împiedicat adoptarea mai largă a procedeului a fost acela al risipei de spațiu pe cip. Argumentul s-a dovedit însă nefondat (se ating curent utilizări de 80%) sau în orice caz de ordinul doi față de avantaje. Totuși, pentru a evita o utilizare nerațională a numărului de componente disponibile într-un cip standard se produc de regulă mai multe versiuni, diversificate atît ca număr cît și ca tip de componente. *IPRS-BĂNEASA* are în faze avansate de proiectare încă două familii și anume:

$\beta U 2000$ — cu un număr de aproximativ 200 de componente, și avînd o tensiune de alimentare maxim admisibilă de $\pm 22 \text{ V}$. Pe acest cip se pot construi circuite compatibile cu alimentarea amplificatoarelor operaționale uzuale ($\pm 15 \text{ V}$).

$\beta U 3000$ — cu un număr mai mare de 300 componente. Cipul este destinat circuitelor complexe. Tensiunea de alimentare maxim admisibilă rămîne 20 V .

BIBLIOGRAFIE

1. P. R. Gray, R. G. Meyer, *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*. Editura tehnică București, 1983, Traducere din limba engleză.
2. C. Bulucea, ș.a. *Circuite integrate liniare*, Editura Tehnică, București, 1976.
3. A. Vădăscu, ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, vol. I și II, Editura Tehnică București, 1979.
4. R. Rășcanu, ș.a. *Circuite integrate analogice. Catalog*, Editura Tehnică, București, 1982.
5. * * * *The MONOCIP, INTERDESIGN*, 1975
6. C. Popescu ș.a. *Tipizarea circuitelor integrate prin sistemul MONOCIP*, E.E.A. — Automatica și electronica, vol. 26 (martie 1982), pp.2—8.

4

Comutator cu senzor de proximitate

TCA 105N

4.1. Prezentarea circuitului

4.1.1. Destinație

Circuitul integrat *TCA 105N* face parte din familia *traductoarelor de poziție*, avînd numeroase aplicații în electronica industrială. În schema tipică de utilizare (vezi figura 4.1) circuitul folosește ca element exterior un grup *LC* care formează împreună cu etajul de intrare un oscilator de înaltă frecvență (1 ... 5 MHz). La apropierea unui obiect metalic feromagnetic de bobina oscilatorului, oscilațiile se amortizează ceea ce atrage după sine cuplarea la masă a sarcinii R_L din ieșirea circuitului.

După îndepărtarea obiectului metalic, circuitul de intrare începe să oscileze din nou iar ieșirea decuplează sarcina R_L în gol. Datorită principiului de sesizare a prezenței stimulului, *TCA 105N* se mai numește și *traductor inductiv de proximitate*.

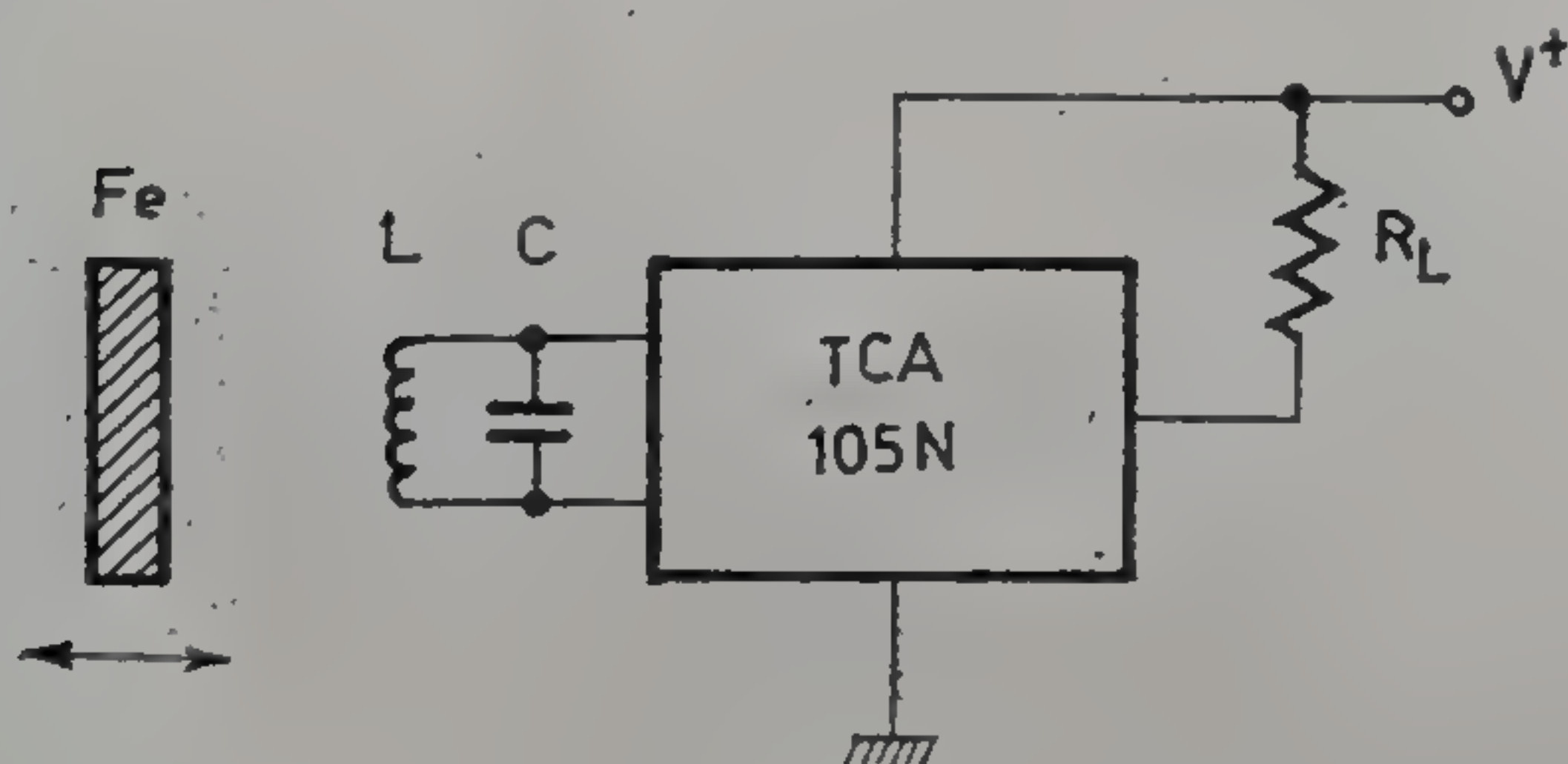


Fig. 4.1. Schema tipică de utilizare a circuitului integrat *TCA 105N* (principiu).

4.1.2. Schema bloc

Schema bloc a circuitului integrat *TCA 105N* este dată în figura 4.2. Cifrele plasate în cercuri reprezintă numerotarea terminalelor. Din schemă se observă că oscilațiile din etajul de intrare sînt redresate iar semnalul filtrat se aplică pe intrarea unui comparator cu histerezis.

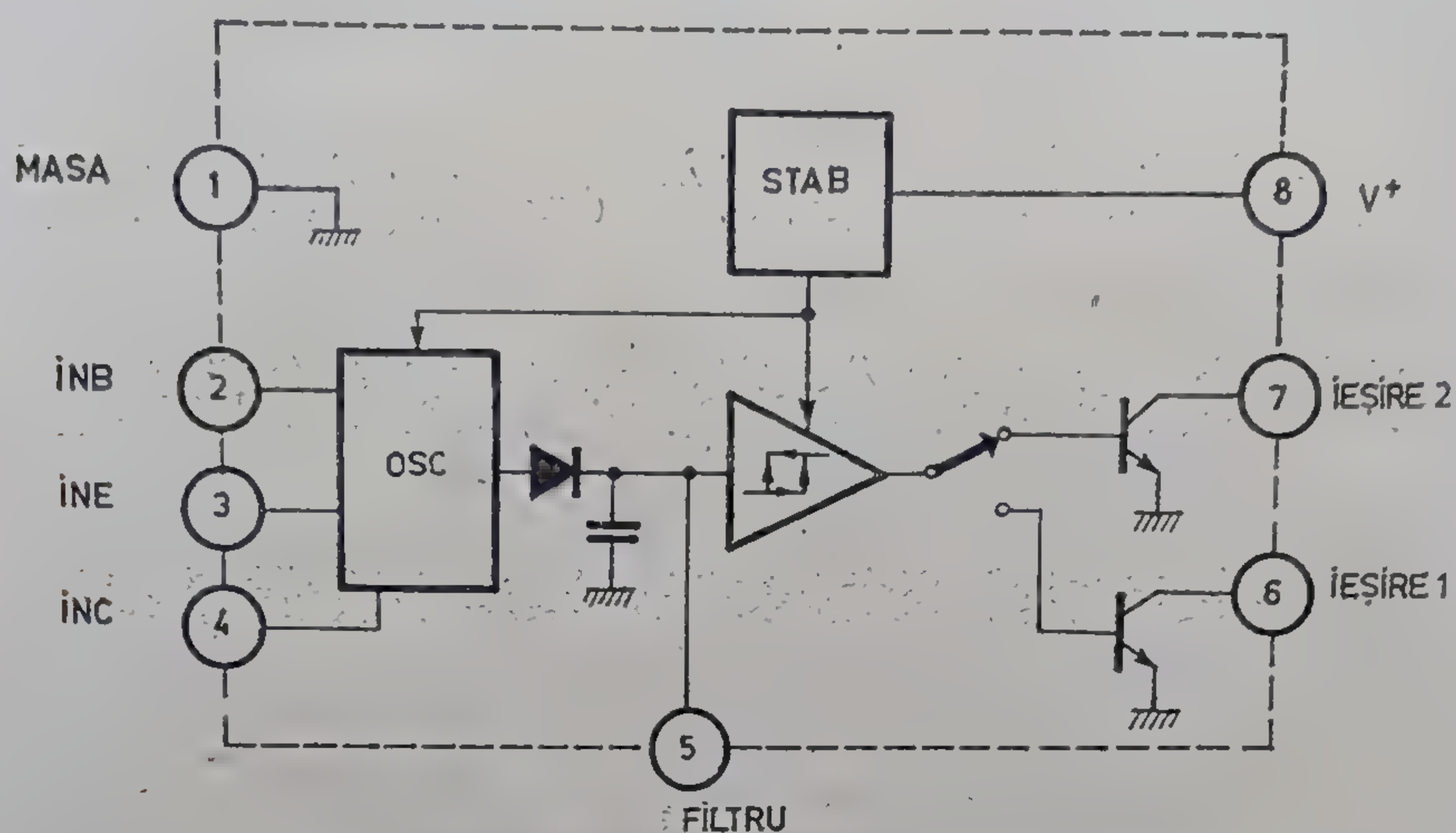


Fig. 4.2. Schema bloc a circuitului integrat TCA 105N.

În funcție de amplitudinea oscilațiilor, comparatorul comandă saturarea unuia din cele două tranzistoare de ieșire. TCA 105N are deci *două ieșiri în antifază*, compatibile TTL (de tip tranzistor cu colectorul în gol). Circuitul este alimentat de la un stabilizator intern de tensiune.

4.2. Schema electrică

Schema electrică de principiu a comutatorului cu senzor de proximitate este dată în figura 4.3. În continuare se va face o descriere în detaliu a etajelor care o compun:

4.2.1. Stabilizatorul de tensiune

După cum rezultă din schema sa simplificată (vezi figura 4.4,a) stabilizatorul este format dintr-un tranzistor repetor pe emitor (Q_4), polarizat în bază de un generator de curent și o referință de tensiune.

● Referința de tensiune (Q_7 , R_6 , R_7 în fig. 4.4,b) este formată dintr-un tranzistor în configurație „super-diodă”. Neglijând curentul de bază al tran-

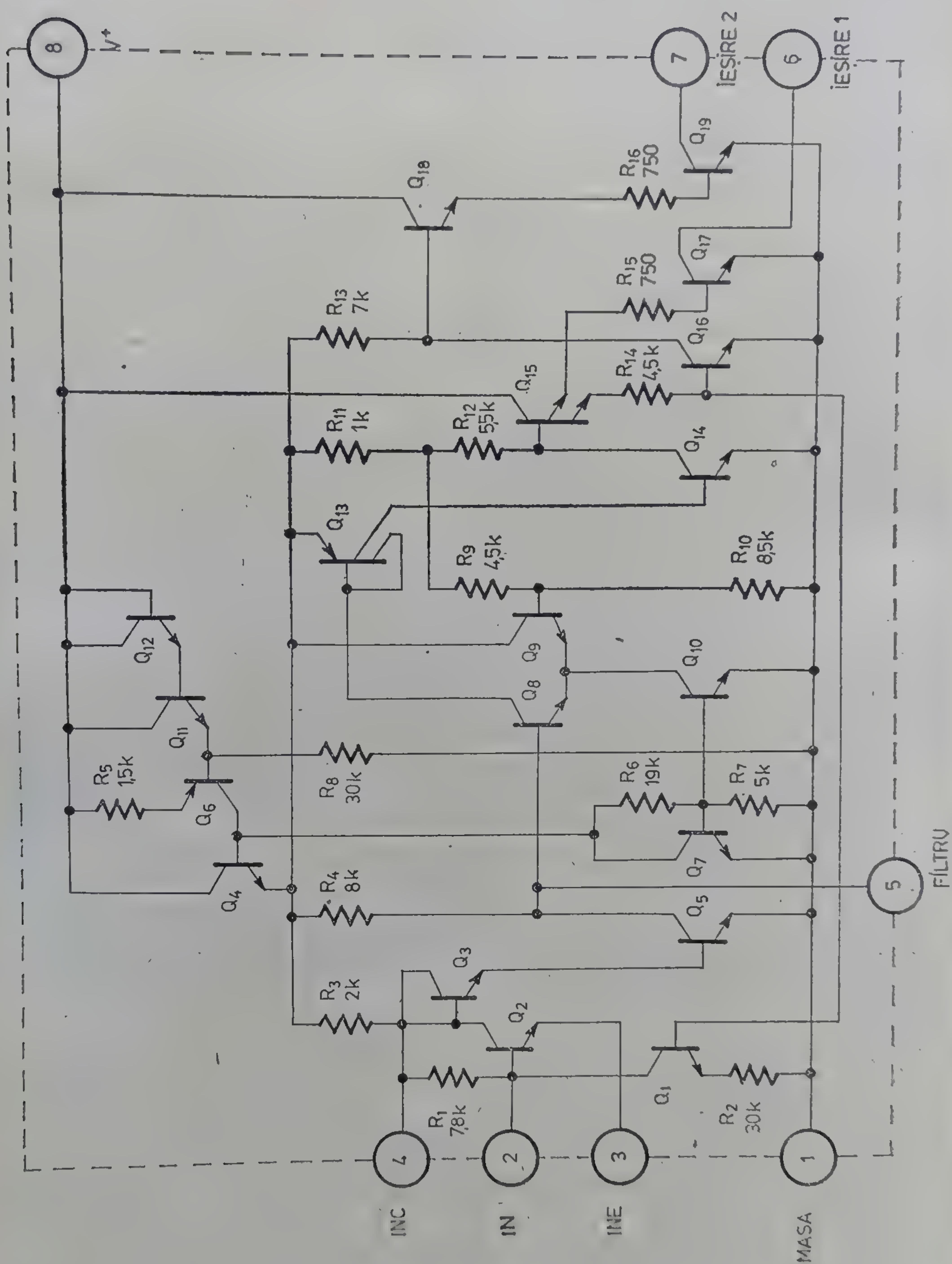


Fig. 4.3: Schema electrică de principiu a circuitului integrat TCA 105N.

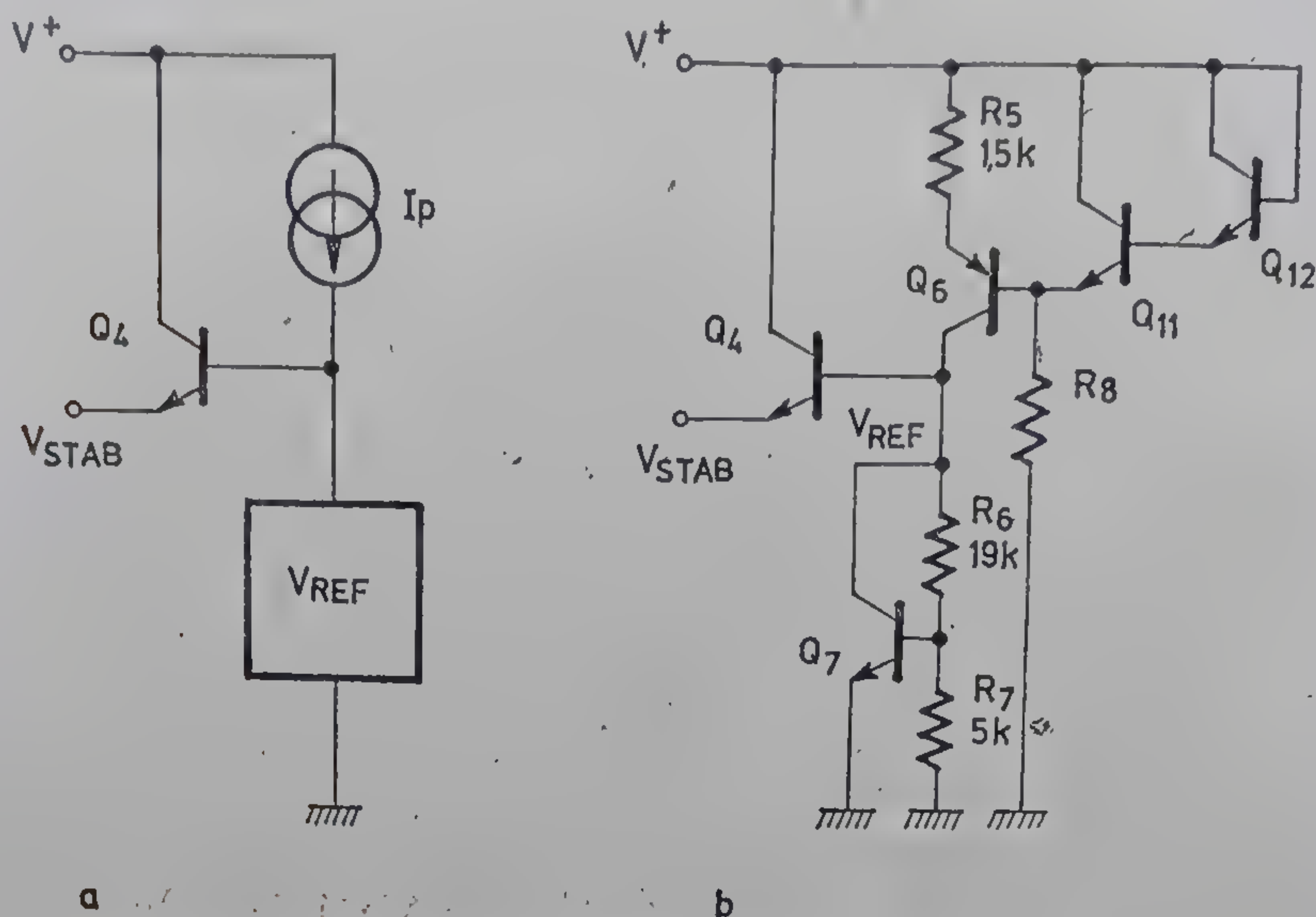


Fig. 4.4. Schema electrică a referinței de tensiune:
a) schema simplificată; b) schema electrică de principiu.

zistorului Q_7 în raport cu curentul prin divizorul R_6 , R_7 , rezultă egalitatea curenților prin rezistențele R_6 și R_7 :

$$\frac{V_{CB7}}{R_6} = \frac{V_{BE7}}{R_7} \quad (4.1)$$

Valoarea tensiunii de referință este:

$$V_{REF} = V_{CE7} = V_{CB7} + V_{BE7} = V_{BE7} \left(1 + \frac{R_6}{R_7} \right) \quad (4.2)$$

Pentru tensiunea stabilizată se obține valoarea:

$$V_{STAB} = V_{REF} - V_{BE4} \approx V_{BE} \frac{R_6}{R_7} \approx 2,6V. \quad (4.3)$$

• Generatorul de curent de polarizare este format din tranzistoarele Q_6 , Q_{11} , Q_{12} și rezistențele R_5 , R_8 . Valoarea curentului de polarizare I_P se determină scriind ecuația tensiunilor pe bucla $R_5 - Q_6 - Q_{11} - Q_{12}$.

$$I_{E6}R_5 + V_{EB6} = V_{BE11} + V_{BE12} \quad (4.4)$$

și înlocuind apoi I_{E6} în relația

$$I_P = \frac{\beta_6}{1 + \beta_6} I_{E6} \quad (4.5)$$

Pentru un câștig în curent β_6 avînd valoarea tipică 10 la tranzistorul *pnp* lateral¹ și considerînd că toate tensiunile bază-emitor au valoarea de 0,65 V, se obține

$$I_P \simeq 0,4 \text{ mA.} \quad (4.6)$$

● *Tensiunea minimă de alimentare (V_{min}^+)*

Expresia tensiunii de alimentare este:

$$V^+ = V_{BE12} + V_{BE11} + V_{BC6} + V_{REF}. \quad (4.7)$$

Etajul stabilizator funcționează normal atîta timp cît tranzistorul Q_6 are colectorul la un potențial mai coborît decît cel al emitorului:

$$V_{BC6} > -0,6 \text{ V.} \quad (4.8)$$

Deci condiția ca etajul să rămînă în regim de stabilizare este:

$$V^+ > 3,9 \text{ V.}$$

4.2.2. Etajul de intrare

Etajul de intrare (vezi figura 4.5) este format din tranzistoarele Q_2, Q_3, Q_5 și rezistoarele R_1, R_3, R_4 . Tranzistorul Q_2 care în aplicațiile tipice formează etajul oscilator are baza, emitorul și colectorul scoase la terminalele circuitului integrat pentru configurări în funcție de aplicație. Rolul tranzistorului Q_1 din schema generală (vezi figura 4.3) va fi analizat mai tîrziu (în paragraful

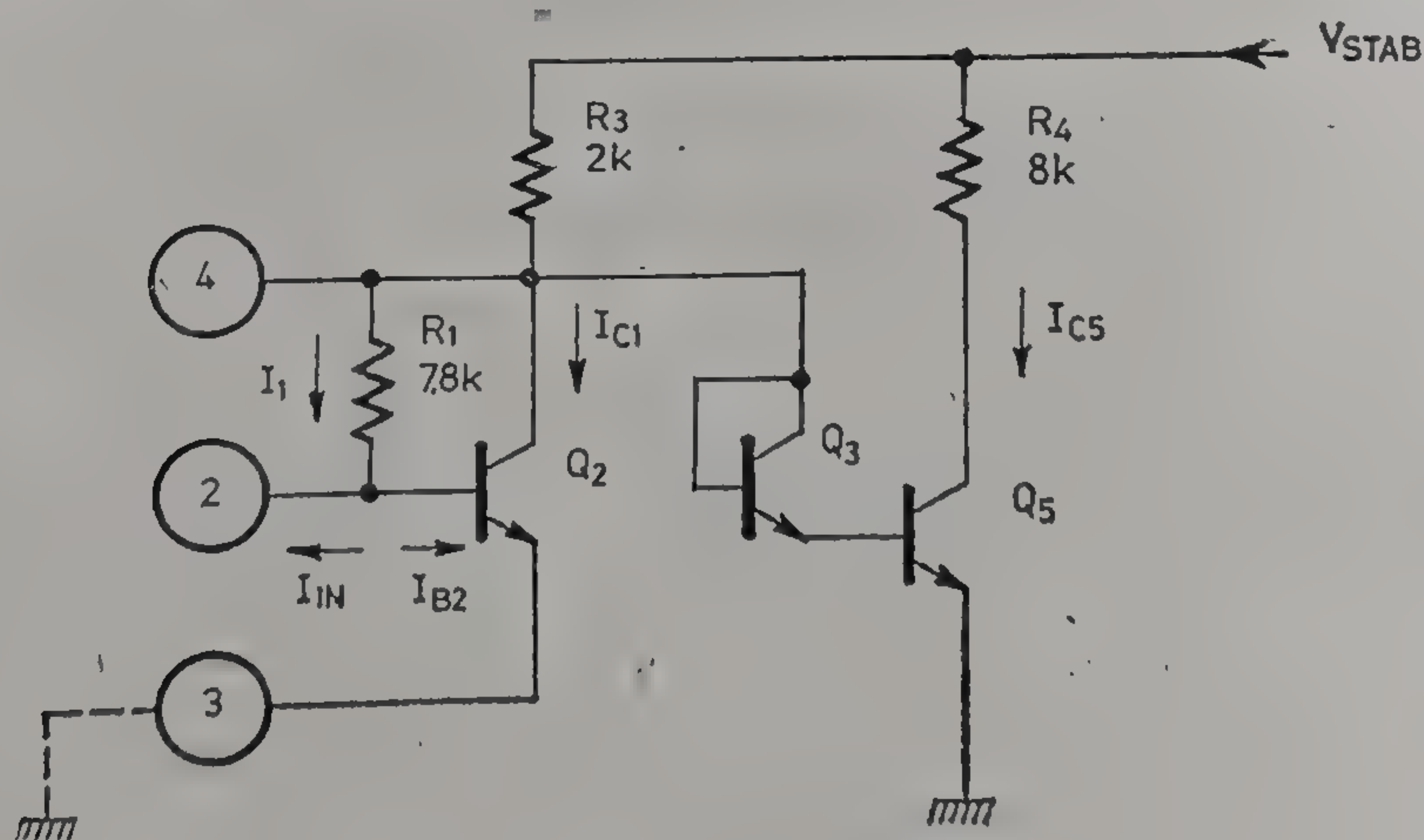


Fig. 4.5. Schema electrică a etajului de intrare.

4.2.4), eliminarea lui din analiza circuitului de intrare nefiind, după cum se va vedea, generatoare de erori.

Pentru studiul parametrilor statici de intrare ai circuitului integrat TCA 105N (curentul I_{IN} , tensiunile V_{BE2} și V_{CE2}) emitorul tranzistorului Q_2 va fi presupus la masă. În analiza de curent continuu se va presupune tranzistorul Q_5 în regiunea activă normală, de exemplu într-un punct de funcționare tipic:

$$V_{CE5} = \frac{V_{STAB}}{2} \quad (4.9)$$

În acest punct, curentul de colector I_{C5} are valoarea

$$I_{C5} = \frac{V_{STAB}}{2R_4} = 0,16 \text{ mA}, \quad (4.10)$$

iar curentul de bază (pentru o valoare tipică $\beta = 80$) va fi

$$I_{B5} = \frac{I_{C5}}{80} = 2 \text{ } \mu\text{A}. \quad (4.11)$$

Tranzistorul Q_3 lucrează tot în regiunea activă normală ($V_{CB} = 0$) și pentru un curent de colector egal cu I_{B5} va avea o tensiune bază-emitor tipică¹

$$V_{BE3} \simeq 0,45 \text{ V}, \quad (4.12)$$

în timp ce

$$V_{BE5} \simeq 0,65 \text{ V}. \quad (4.13)$$

Se poate trece la calculul punctului static de funcționare al tranzistorului Q_2 .

$$I_{C2} = \frac{V_{STAB} - (V_{BE3} - V_{BE5})}{R_3} = \frac{2,6 \text{ V} - 1,1 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 0,75 \text{ mA}, \quad (4.14)$$

ceea ce presupune:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} \simeq 8 \text{ } \mu\text{A}, \quad (4.15)$$

$$V_{BE2} \simeq 0,65 \text{ V}. \quad (4.16)$$

Curentul I_1 prin rezistența R_1 este

$$I_1 = \frac{V_{CE2} - V_{BE2}}{R_1} = \frac{(V_{BE3} + V_{BE5}) - V_{BE2}}{R_1} = 58 \text{ } \mu\text{A}, \quad (4.17)$$

de unde rezultă valoarea tipică a curentului de intrare I_{INB} al intrării INB a circuitului integrat:

$$I_{INB} = -I_1 + I_{B2} = -50 \text{ } \mu\text{A}. \quad (4.18)$$

2.3. Etajul comparator cu histerezis

Schema de principiu a etajului este dată în figura 4.6. Acesta este format din comparatorul propriu-zis (Q_8, Q_9, Q_{10}) și divizorul de tensiune cu două praguri ($Q_{13}, Q_{14}, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}$). Să presupunem pentru început că tensiunea între baza tranzistorului Q_8 și masă, V_{B8} , este nulă. În această situație tranzistorul Q_8 este blocat, iar Q_9 conduce tot curentul generatorului Q_{10} .

Deoarece Q_8 este blocat sînt blocate și tranzistoarele Q_{13} și Q_{14} . Ca urmare în baza tranzistorului Q_9 se stabilește un potențial V_H dat de relația:

$$V_H = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_9 + R_{11}} V_{STAB} \simeq 1,6 \text{ V.} \quad (4.19)$$

În momentul în care potențialul V_{B8} crește și depășește valoarea V_H , etajul diferențial basculează, se deschid tranzistoarele Q_8, Q_{13} și Q_{14} , deci prin R_{12} circulă un curent care determină schimbarea raportului de divizare și deci a tensiunii pe baza tranzistorului Q_9 la valoarea V_L ,

$$V_L = V_x \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}}, \quad (4.20)$$

unde V_x reprezintă tensiunea din nodul x , care rezultă din bilanțul curenților în acest nod:

$$\frac{V_{STAB} - V_x}{R_{11}} = \frac{V_x}{R_9 + R_{10}} + \frac{V_x - V_{CEsat14}}{R_{12}}. \quad (4.1)2$$

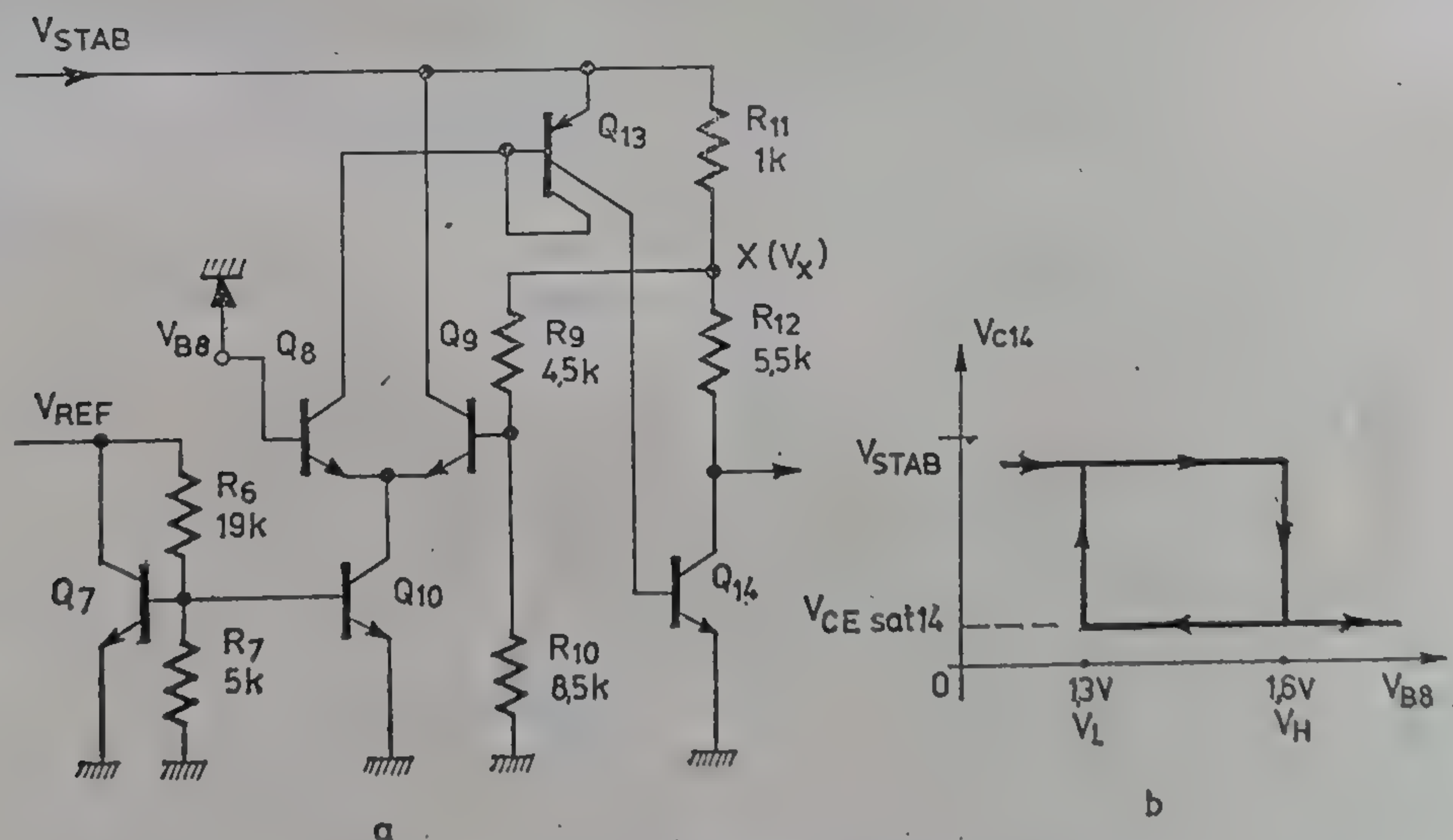


Fig. 4.6. Schema etajului comparator cu histerezis.
a) schema electrică; b) caracteristica de transfer.

Înlocuind valorile numerice se obține

$$V_x \simeq 2 \text{ V.} \quad (4.22)$$

În aceste condiții, valoarea tensiunii de prag V_L este

$$V_L \simeq 1,3 \text{ V.} \quad (4.23)$$

La intrarea etajului comparator apare deci un histerezis electric, a cărui „fereastră” are valoarea

$$\Delta V = V_H - V_L = 0,3 \text{ V.} \quad (4.24)$$

Acest histerezis are rolul de a micșora, prin reacția pozitivă creată, timpii de tranziție între cele două stări ale etajului comparator, ceea ce are ca efect creșterea vitezei de tranziție a ieșirilor circuitului integrat.

4.2.4. Bucla de histerezis a circuitului TCA 105N

În afară de histerezisul etajului comparator în schema electrică a circuitului integrat TCA 105N (vezi figura 4.3) mai există și o buclă globală de histerezis. Această buclă generează un histerezis relativ la poziția stimulului care se aplică din exterior circuitului integrat. Referindu-se la geometria sistemului din figura 4.1 aceasta înseamnă că la apropierea unui obiect metalic („stimulul”) ieșirea schimbă de stare la o distanță, de exemplu de 3 mm. Pentru ca ieșirea să revină în starea inițială obiectul metalic trebuie îndepărtat, de exemplu, la cel puțin 5 mm. Scopul acestei bucle de histerezis de poziție este de a realiza o imunizare a stării ieșirilor circuitului TCA 150N față de acțiunea perturbatoare a vibrațiilor care modifică poziția relativă stimul-circuit TCA 150N.

Bucla globală de histerezis se realizează cu ajutorul generatorului de curent Q_1 , R_2 prin a cărui validare se modifică punctul static de funcționare a tranzistorului de intrare.

Atunci când curentul prin intrarea INB este nul (vezi figura 4.7) tranzistorul Q_2 are tensiunea bază-colector aproape nulă iar tranzistoarele Q_3 și Q_5 sînt blocate. Acest fapt determină deschiderea tranzistoarelor Q_8 , Q_{13} , Q_{14} și blocarea tranzistorului Q_{15} , deci și a generatorului Q_1 . Dacă curentul debitat în exterior prin R_1 crește, potențialul din colectorul tranzistorului Q_2 crește la rîndul lui cu valoarea

$$\Delta V_{CK2} = I_{INB} R_1, \quad (4.25)$$

ducînd la deschiderea tranzistoarelor Q_3 și Q_5 .

Tensiunea pe baza tranzistorului Q_8 coboară sub valoarea de prag. Q_8 , Q_{13} și Q_{14} se blochează iar Q_{15} și Q_1 se deschid.

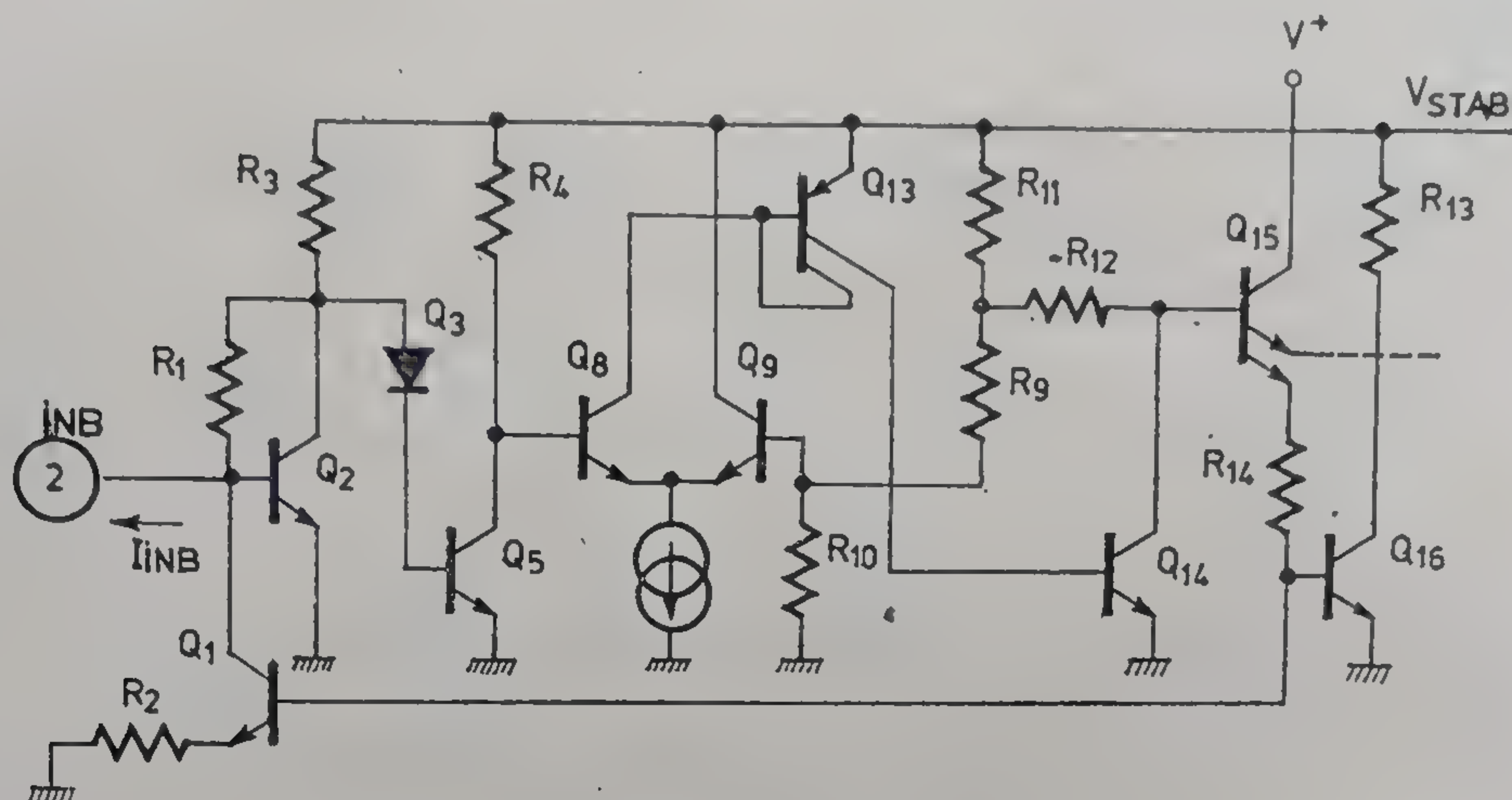


Fig. 4.7. Bucla de histeresis a circuitului integrat TCA 105N.

Curentul de colector, I_{C1} , al tranzistorului Q_1 determină o cădere de tensiune suplimentară pe R_1 , ridicând și mai mult potențialul V_{CE2} . Pentru a aduce din nou comparatorul la limita de basculare, curentul prin intrarea INB trebuie scăzut cu o valoare egală cu I_{C1} . Deci histerezisul de curent în intrare este

$$\Delta I_H = I_{C1}. \quad (4.26)$$

• Calculul curentului de histeresis.

În figura 4.8, este dat circuitul de polarizare a tranzistorului Q_1 . Tranzistorul Q_{15} este polarizat în bază cu tensiunea V' :

$$V' = \frac{R_9 + R_{10}}{R_9 + R_{10} + R_{11}} V_{STAB} = 2,4 \text{ V} \quad (4.27)$$

(s-a neglijat curentul de bază al tranzistorului Q_{15}).

Curentul prin rezistența R_{14} are valoarea:

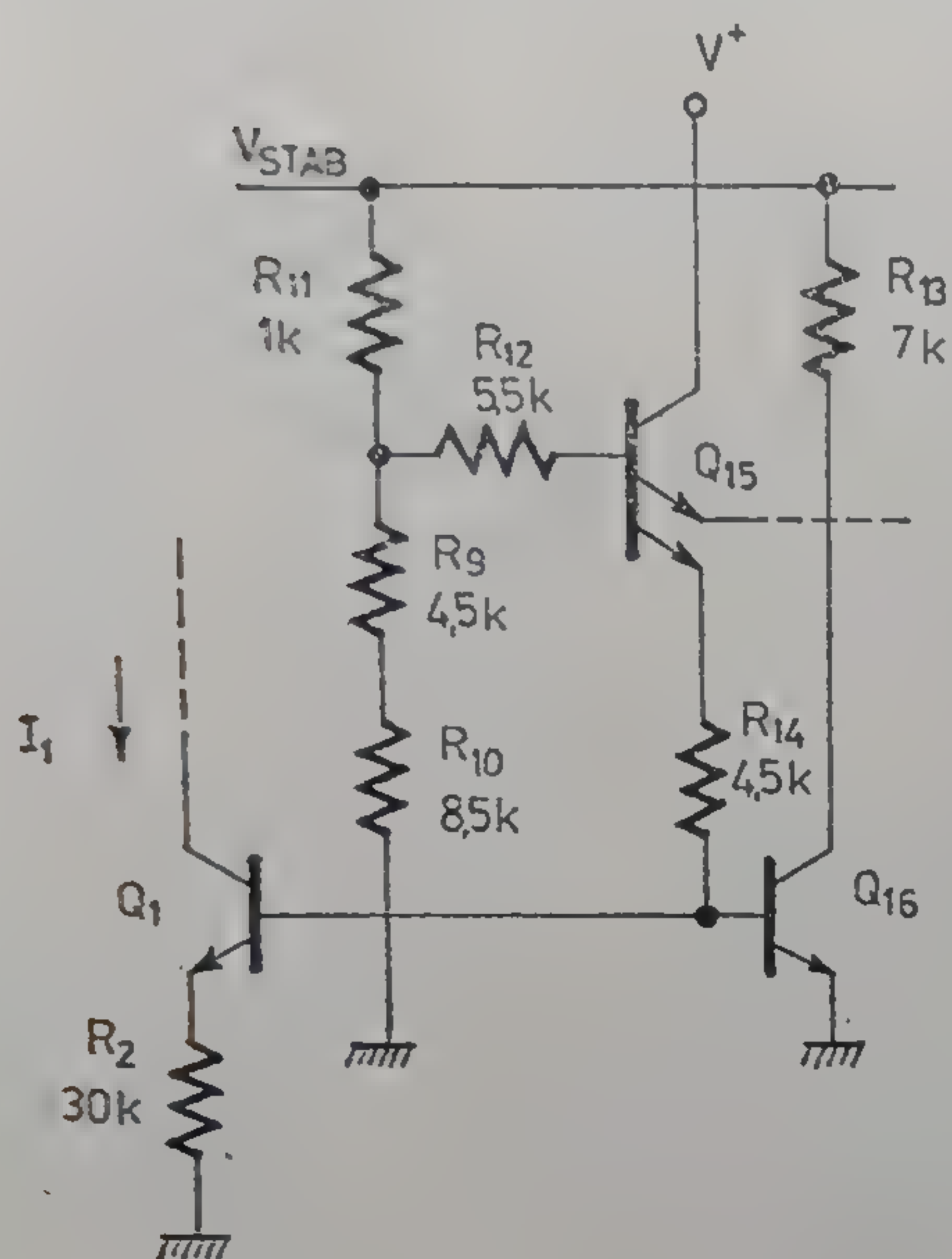
$$I_{14} = \frac{V' - V_{BE15} - V_{BE16}}{R_{14}} \approx 0,24 \text{ mA}. \quad (4.28)$$

Datorită rezistenței mari de emitor ($R_2 = 30 \text{ k}\Omega$) curentul de bază al tranzistorului Q_2 este neglijabil în raport cu cel al tranzistorului Q_{16} , deci:

$$I_{B16} \approx I_{14} = 0,24 \text{ mA} \quad (4.29)$$

Acest curent aduce tranzistorul Q_{16} în regim de saturație, cu un curent de colector:

$$I_{C16} = \frac{V_{STAB} - V_{CEsat}}{R_{13}} \approx 0,3 \text{ mA}. \quad (4.30)$$

Fig. 4.8. Circuitul de polarizare a tranzistorului Q_1 .

Pentru a determina curentul generatorului Q_1 se scrie ecuația tensiunilor pe bucla R_2, Q_1, Q_{16} :

$$R_2 I_{E1} + V_{BE1} = V_{BE16} \quad (4.31)$$

Deoarece curentul de bază al tranzistorului Q_{16} este relativ mare, tensiunea bază-emitor a acestuia va fi afectată de rezistența serie a bazei:

$$V_{BE16} = R_B I_{B16} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{E16}}{I_S} \quad (4.32)$$

Înlocuind parametrul V_{BE16} în relația 4.31 și grupînd termenii logaritmici se obține:

$$R_2 I_{E1} = R_B I_{B16} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{B16} + I_{C16}}{I_{E1}} \quad (4.33)$$

Această relație reprezintă o ecuație transcendentă avînd ca necunoscută curentul I_{E1} . Cu valorile tipice $kT/q = 0,0257$ V și $R_B = 300 \Omega$, forma numerică a ecuației devine:

$$I_{E1} = 2,4 \mu A + 2 \mu A \cdot \ln \frac{580 \mu A}{I_{E1}} \quad (4.34)$$

Soluția acestei ecuații este:

$$I_{E1} = 6,3 \mu A \quad (4.35)$$

4.2.5. Etajul de ieșire

Etajul de ieșire (vezi figura 4.9) cuprinde tranzistoarele Q_{16} , Q_{17} , Q_{18} , Q_{19} și rezistoarele R_{13} , R_{14} , R_{15} și R_{16} . El este comandat de către tranzistorul dublu Q_{15} cu funcția de repetor pe emitor. Acesta acționează direct tranzistorul de ieșire Q_{17} (IEȘIRE 1) și indirect (prin intermediul inversorului Q_{16} și repetorului pe emitor Q_{18}) tranzistorul de ieșire Q_{19} (IEȘIRE 2). După cum se vede, funcționarea în antifază a celor două ieșiri este asigurată de către tranzistorul inversor Q_{16} . Pentru ca tranzistoarele Q_{17} și Q_{19} să rămână saturate la curenți de ieșire de peste 50 mA, ele au fost polarizate cu un curent de bază de valoare

$$I_{B17} \simeq I_{B19} = \frac{V_{STAB} - 2 V_{BE}}{R_{16}} \simeq 1,7 \text{ mA.} \quad (4.36)$$

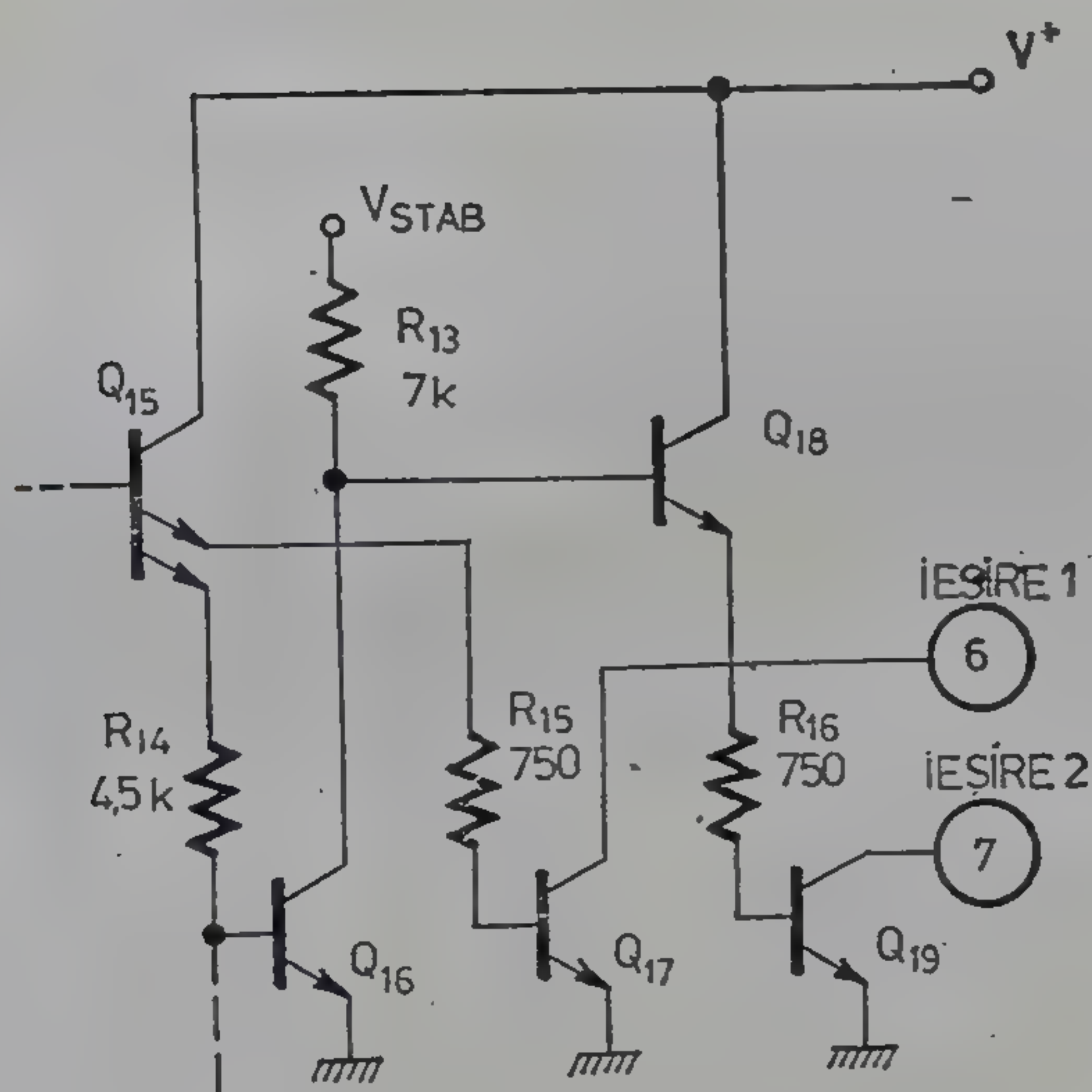


Fig. 4.9. Etajul de ieșire al circuitului integrat TCA 105N.

4.2.6. Curentul total absorbit de circuit

Se poate demonstra că valoarea curentului de alimentare absorbit de circuitul TCA 105N este practic constantă, indiferent de starea logică a ieșirilor. De asemenea, datorită stabilizatorului încorporat, curentul de alimentare variază foarte puțin cu tensiunea V^+ , singurul element care creează o dependență liniară fiind rezistorul R_8 din etajul stabilizator. Pentru o tensiune de alimentare $V^+ = 12 \text{ V}$, valoarea tipică a curentului absorbit este:

$$I^+ = 4 \text{ mA.} \quad (4.37)$$

4.2.7. Comportarea dinamică

După cum s-a arătat în paragraful 4.1.1, aplicația principală pentru care a fost proiectat circuitul TCA 105N este cea de *senzor inductiv de proximitate*, în care etajul de intrare este în configurație de oscilator de înaltă frecvență.

Din acest motiv etajul de intrare a fost special proiectat astfel încât să filtreze oscilațiile de înaltă frecvență, oprind transmiterea lor către ieșiri dar semnalizându-le existența.

Efectul de filtru trece jos se bazează pe ieșirea lentă din saturație a tranzistorului Q_5 . Pentru a obține acest rezultat s-au luat următoarele măsuri.

(1) Tranzistorul Q_5 are un regim de saturație foarte puternic:

$$I_{B5} = \frac{V_{STAB} - 2V_{BE}}{R_3} = 0,65 \text{ mA}, \quad (4.38)$$

$$I_{C5} = \frac{V_{STAB} - V_{CEsat}}{R_4} = 0,3 \text{ mA}, \quad (4.39)$$

deci

$$I_{C5} \approx \frac{1}{2} I_{B5}. \quad (4.40)$$

(2) Comanda tranzistorului Q_5 în bază se face prin dioda Q_3 , pentru a împiedica descărcarea sarcinii stocate în bază atunci când Q_2 este saturat (vezi figura 4.10).

În aceste condiții, tensiunea din colectorul tranzistorului Q_3 are o viteză de creștere tipică:

$$S = 0,6 \text{ V}/\mu\text{s}. \quad (4.41)$$

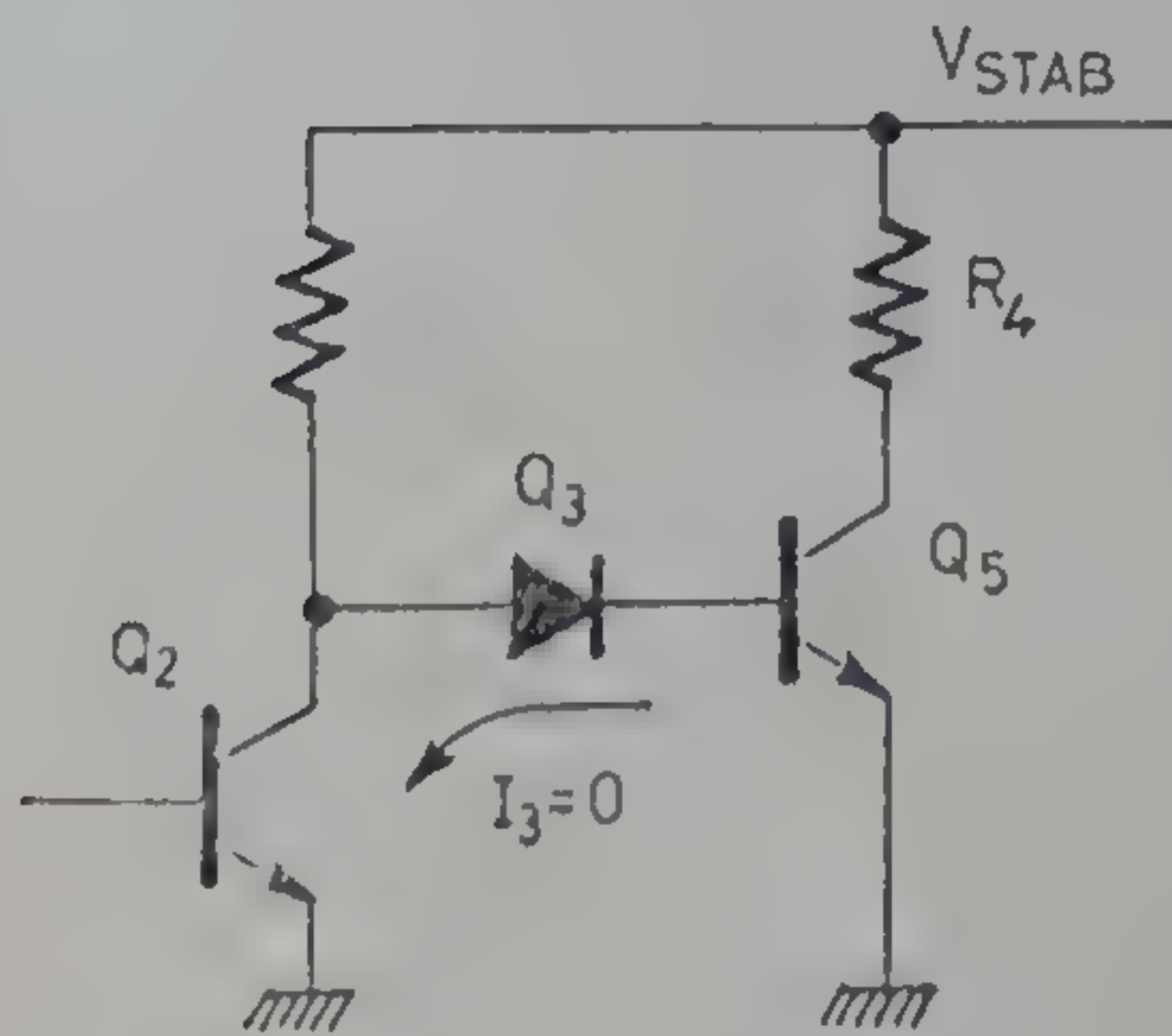


Fig. 4.10. Regimul de blocare a tranzistorului Q_3

Cum tensiunea de prag, V_H , a comparatorului Q_8, Q_9 are valoarea de 1,6 V (vezi relația 4.19) rezultă că bascularea comparatorului are loc la un interval de timp τ ,

$$\tau = \frac{V_H}{S} = 2,6 \text{ } \mu\text{s}, \quad (4.42)$$

după saturarea tranzistorului Q_2 . Admițând existența în colectorul tranzistorului Q_5 a unei oscilații cu un factor de umplere 0,5 (vezi figura 4.11), rezultă că frecvența maximă cu care Q_5 poate comanda bascularea comparatorului este

$$f_{max} = \frac{1}{2\tau} = \frac{1}{2 \cdot 2,6 \cdot 10^{-6} \text{ s}} \approx 200 \text{ kHz}. \quad (4.43)$$

Pentru valori superioare acestei frecvențe, impulsurile din colectorul tranzistorului Q_5 nu mai depășesc pragul V_H , etajul comparator nu-și mai schimbă starea (Q_8 blocat Q_9 , deschis), iar ieșirile (*IEȘIREA 1* saturată, *IEȘIREA 2* blocată) rămân în starea „acționat”.

Tranzistorul Q_2 trebuie polarizat în curent continuu astfel încât în absența oscilațiilor *IEȘIREA 1* să fie blocată.

Circuitul TCA 105N poate fi folosit și în aplicații în care frecvența oscilatorului se află în jurul valorii f_{max} . În această situație efectul de filtru trece jos trebuie mărit prin adăugarea în exteriorul circuitului a unui condensator între terminalul 5 (colectorul tranzistorului Q_5) și masă. Conectarea acestui condensator este utilă și în aplicațiile de curent continuu, pentru a se evita comutările parazite în medii cu zgomot industrial (vezi paragraful 4.4.3).

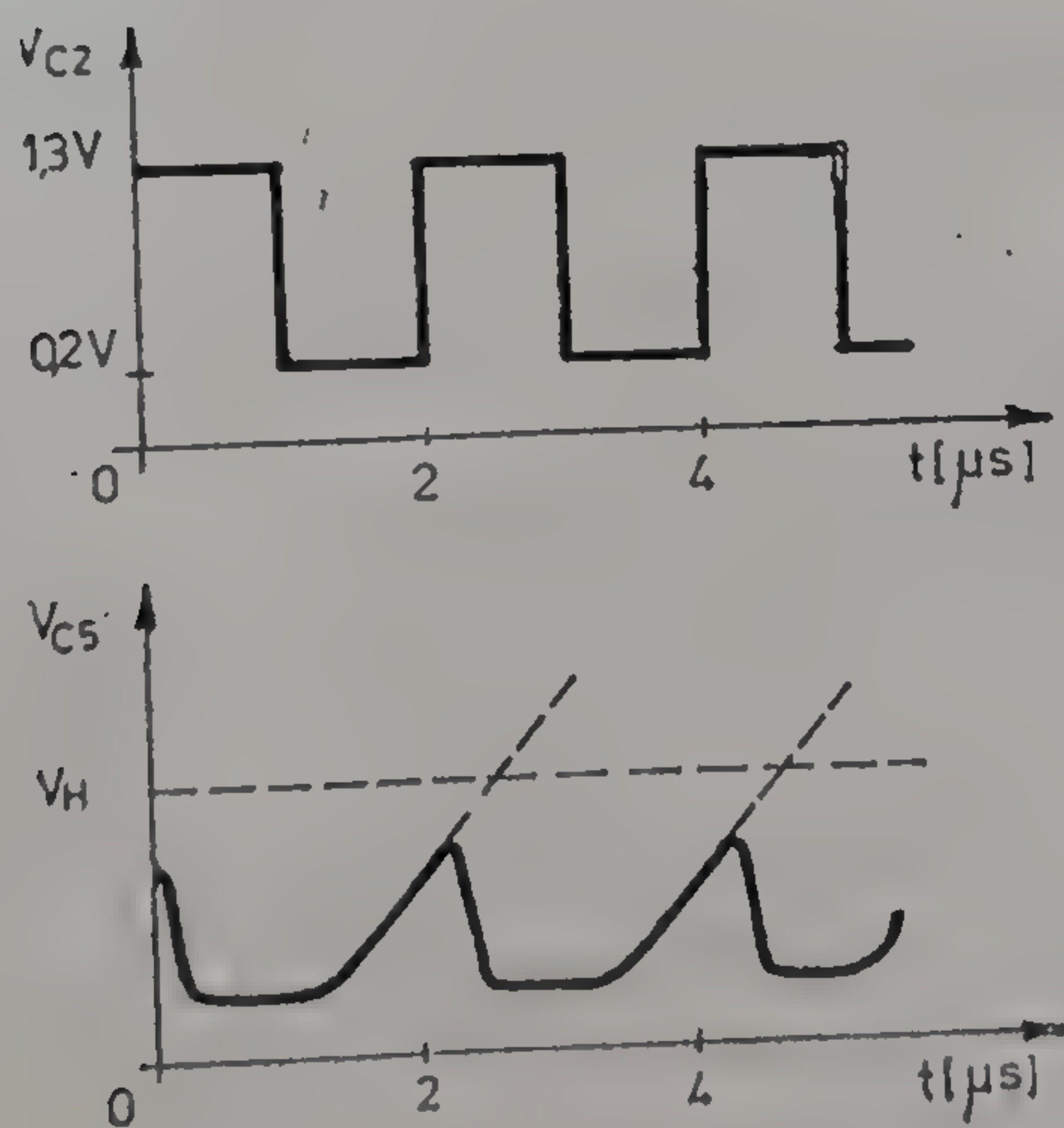


Fig. 4.11. Efectul de filtru trece jos.

4.3. Parametri

4.3.1. Mărimi caracteristice

Mărimile care caracterizează circuitul integrat *TCA 105N* sînt date în tabelul 4.1. Valorile limită absolută trebuie respectate cu strictețe deoarece depășirea lor conduce la defectarea catastrofică a circuitului.

Tabelul 4.1

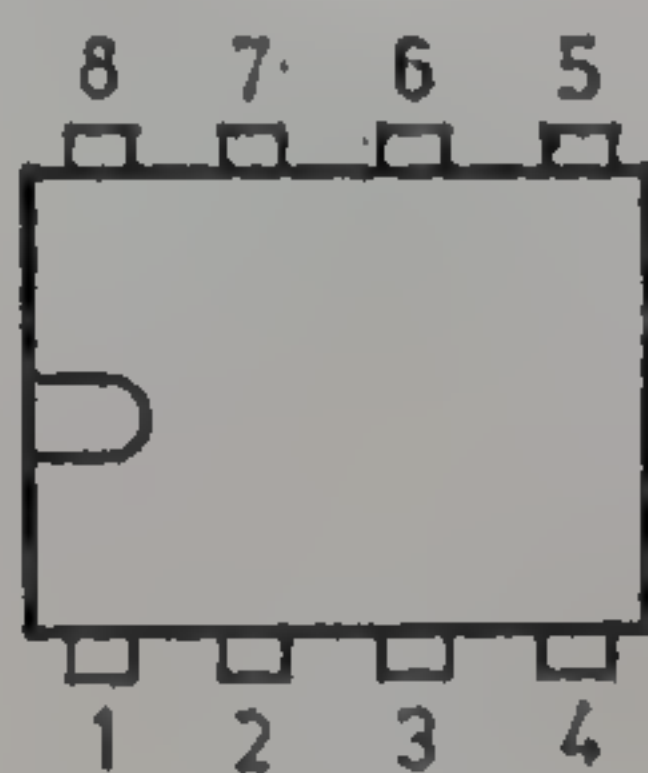
TCA 105N

Comutator cu senzor de proximitate

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	20 V
Tensiunea de ieșire (stare blocată)	20 V
Curentul absorbit de ieșire	75 mA
Tensiunea minimă de intrare	0 V
Frecvența de sesizare a stimulului	40 kHz
Frecvența maximă a oscilatorului	5 MHz
Gama temperaturilor de funcționare	-25 ... + 85°C
Gama temperaturilor de stocare	-25 ... + 125°C
Temperatura joncțiunii	+ 125°C
Puterea disipată	300 mW
Rezistența termică joncțiune-ambiant	250°C/W

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsulă MP 48

vedere de sus

1. Masă	5. FILTRU
2. INB	6. IEȘIRE 1
3. INE	7. IEȘIRE 2
4. INC	8. V ⁺

Tabelul 4.1. (continuare)

TCA 105N

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 12\text{ V}$)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de alimentare	V^+		4,5	12	20	V
Curentul de alimentare	I^+			4	5	mA
Tensiunea de intrare la comutație	V_{IX}		300	400	500	mV
Curentul de intrare	I_{IX}	$V_{IX} = 400\text{ mV}$	20	50	80	μA
Histerezis	V_H		25	34	50	mV
Tensiunea de saturație a ieșirilor	V_{OL}	$I_o = 16\text{ mA}$		0,25	0,35	V
		$I_o = 50\text{ mA}$		0,7	1,15	V
		$I_o = 75\text{ mA}$		1,5	2	V
Curentul rezidual la ieșire	I_{OR}	$V_o = 20\text{ V}$		0,5	60	μA
Timpul de comutație a ieșirilor	t_c			3		μs

Caracteristicile electrice se măsoară pe schema cu test din figura 4.12.

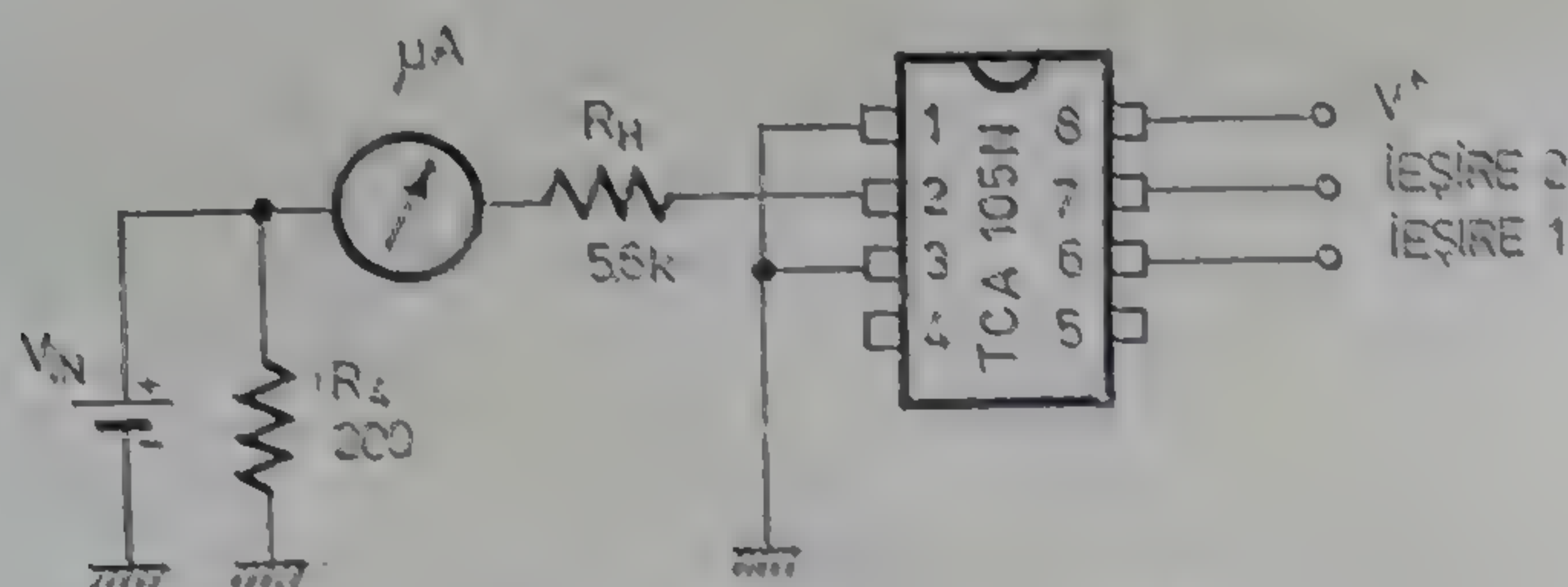


Fig. 4.12. Schema de test a circuitului integrat TCA 105N.

4.3.2. Măsurători la fabricant

Măsurătorile făcute circuitului TCA 105N sînt de curent continuu, acestea fiind suficiente pentru a garanta funcționarea circuitului și în regim dinamic. Măsurarea parametrilor electrice se face cu ajutorul unui sistem automat de testare. Acesta dispune de un set de blocuri programabile de măsurare a curenților și tensiunilor, comandate de un microcalculator pe baza unui program de test specific.

Pentru testarea funcțională (vezi figura 4.12), terminalul 3 (INE) al circuitului este conectat la masă iar terminalul 2 (INB) este conectat la o sursă de tensiune V_{IX} prin intermediul unei rezistențe $R_H = 5,6\text{ k}\Omega$.

Cunoscând (vezi paragraful 4.2.2) valoarea curentului I_{INB} și a tensiunii V_{BE2} pe intrarea circuitului în jurul pragurilor de basculare, (relațiile 4.18, 4.16) valoarea tipică a tensiunii V_{IN} la comutație se deduce din relația:

$$V_{IN} = -R_H I_{INB} + V_{BE2} = 400 \text{ mV.} \quad (4.44)$$

Măsurarea buclei de histerezis se face indirect.

S-a arătat (vezi paragraful 4.2.4) că generatorul de curent Q_1 absoarbe un curent de histerezis de valoare

$$\Delta I_N = \frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} I_{E1} = 6 \text{ } \mu\text{A,} \quad (4.45)$$

unde valoarea curentului I_{E1} provine din relația 4.25.

La apariția acestui curent, pentru a readuce circuitul la pragul de basculare este necesară micșorarea curentului prin INB cu o valoare egală cu ΔI_H . Aceasta se realizează micșorînd tensiunea V_{IN} cu valoarea

$$\Delta V_H = \Delta I_H R_H \simeq 34 \text{ mV.} \quad (4.46)$$

Tensiunea de histerezis pretinde o metodă de măsură mai delicată, deoarece tensiunea de intrare la comutație este dispersată în intervalul,

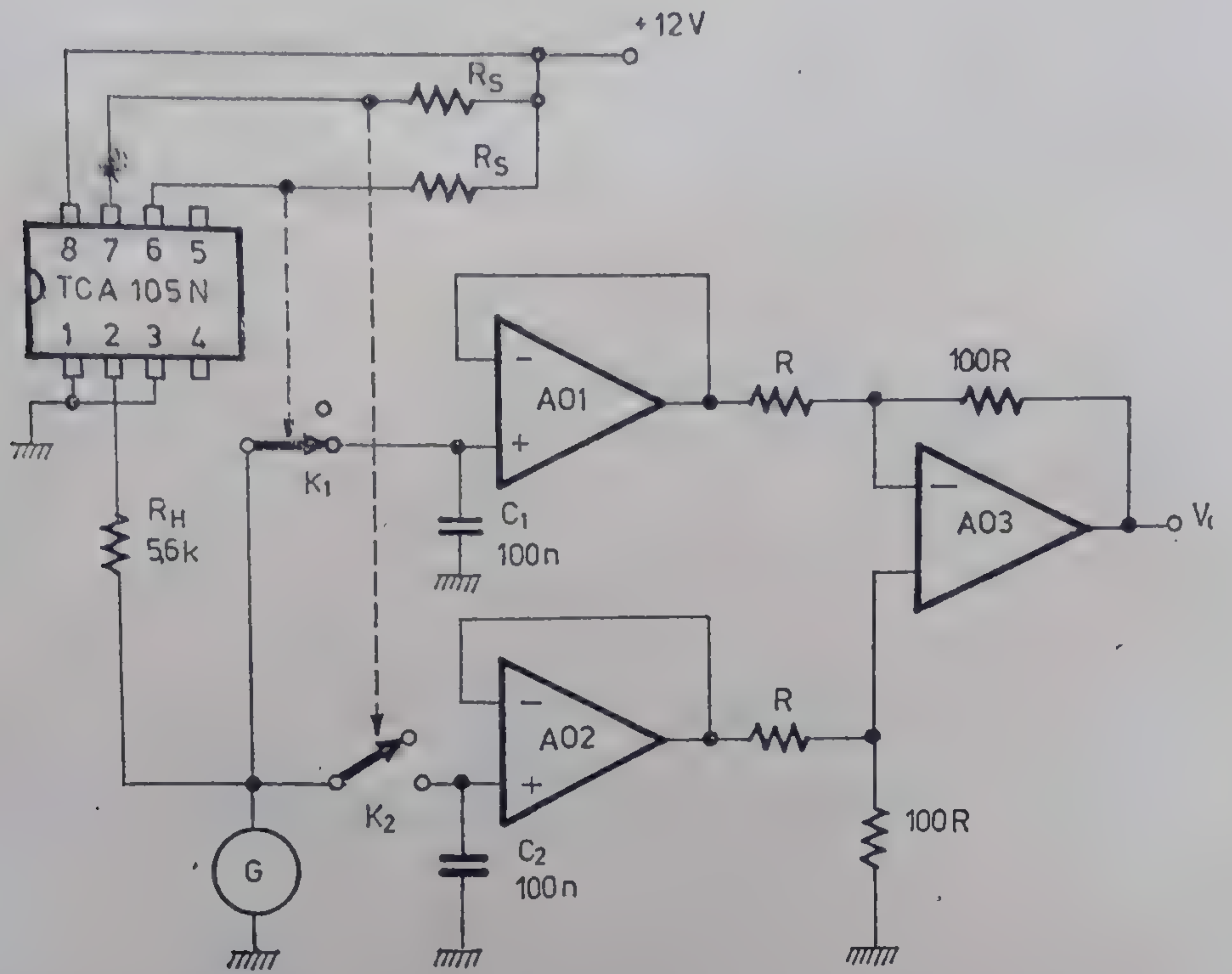
$$V_{IN} = 300 \dots 500 \text{ mV,} \quad (4.47).$$

deci nu se cunoaște exact valoarea V_{IN} pentru care comutatorul basculează.

Metoda de testare prezentată în continuare constă în aplicarea unei tensiuni V_{IN} liniar variabile și memorarea valorilor pentru care ieșirile circuitului integrat basculează (vezi figura 4.13, a). După cum rezultă din figura 4.13, b, rampa dublă de tensiune aplicată la intrare produce bascularea ieșirilor circuitului testat, de două ori. Frontul crescător produce deschiderea/închiderea comutatoarelor K_1 , respectiv K_2 , la atingerea valorii de prag $V_{IN, PRAG1}$. Această valoare va fi memorată de amplificatorul operațional AO_1 pe condensatorul C_1 . În mod analog se produce pe frontul descrescător memorarea tensiunii de prag $V_{IN, PRAG2}$ de către AO_2 . Tensiunea la ieșirea montajului va fi:

$$V_0 = 100 (V_{IN, PRAG1} - V_{IN, PRAG2}). \quad (4.48)$$

S-au ales amplificatoarele operaționale $\beta M 1084$ pentru curentul mic de intrare (max. 2 nA) și pentru tensiunea lor de offset redusă (0,3 mV), care nu necesită compensări în schemă. Viteza rampei (2 V/s) este suficient de redusă pentru a nu afecta viteza de răspuns a circuitului testat, limitînd pe de altă parte timpul de test la 0,5 secunde.



A01...A03 : $3 \times \mu M108 A$

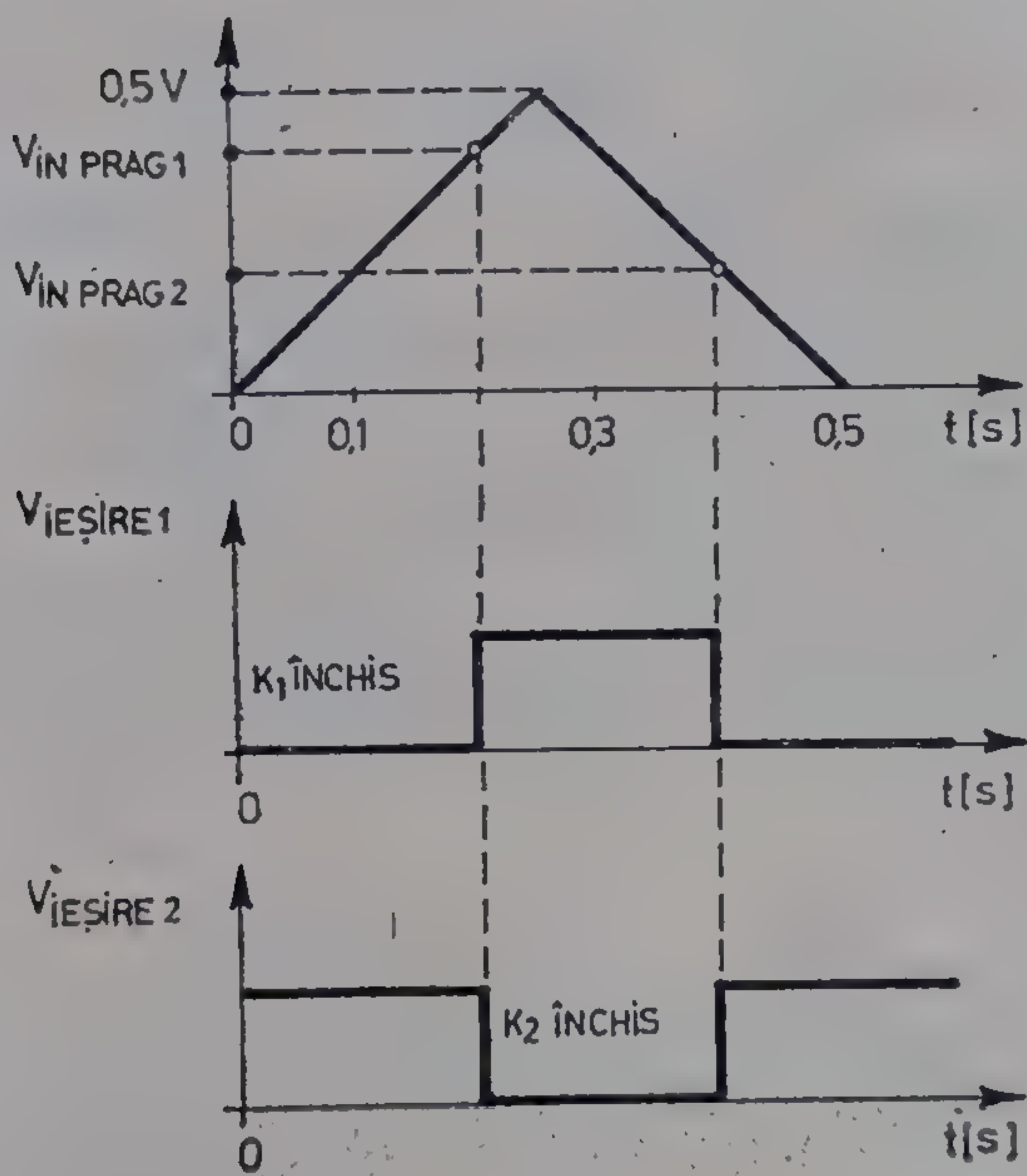


Fig. 4.13. Măsurarea tensiunii de histerezis:
a) schema de principiu; b) forma de undă.

4.3.3. Măsurători la utilizator

Cu multă încredere în garanțiile oferite de producător, controlul de recepție se poate restrânge la verificarea funcțională a circuitului pentru eliminarea exemplarelor cu defecte catastrofale. O asemenea variantă de testare este prezentată în figura 4.14. Schema (simplă dar precisă) verifică bascularea circuitului la aplicarea pe intrare a unor tensiuni de 300, respectiv 500 mV. Pentru comutatorul K deschis, tensiunea în punctul A este de 300 mV. În această situație dioda electroluminescentă, LED_1 este aprinsă, iar LED_2 stinsă. La în-

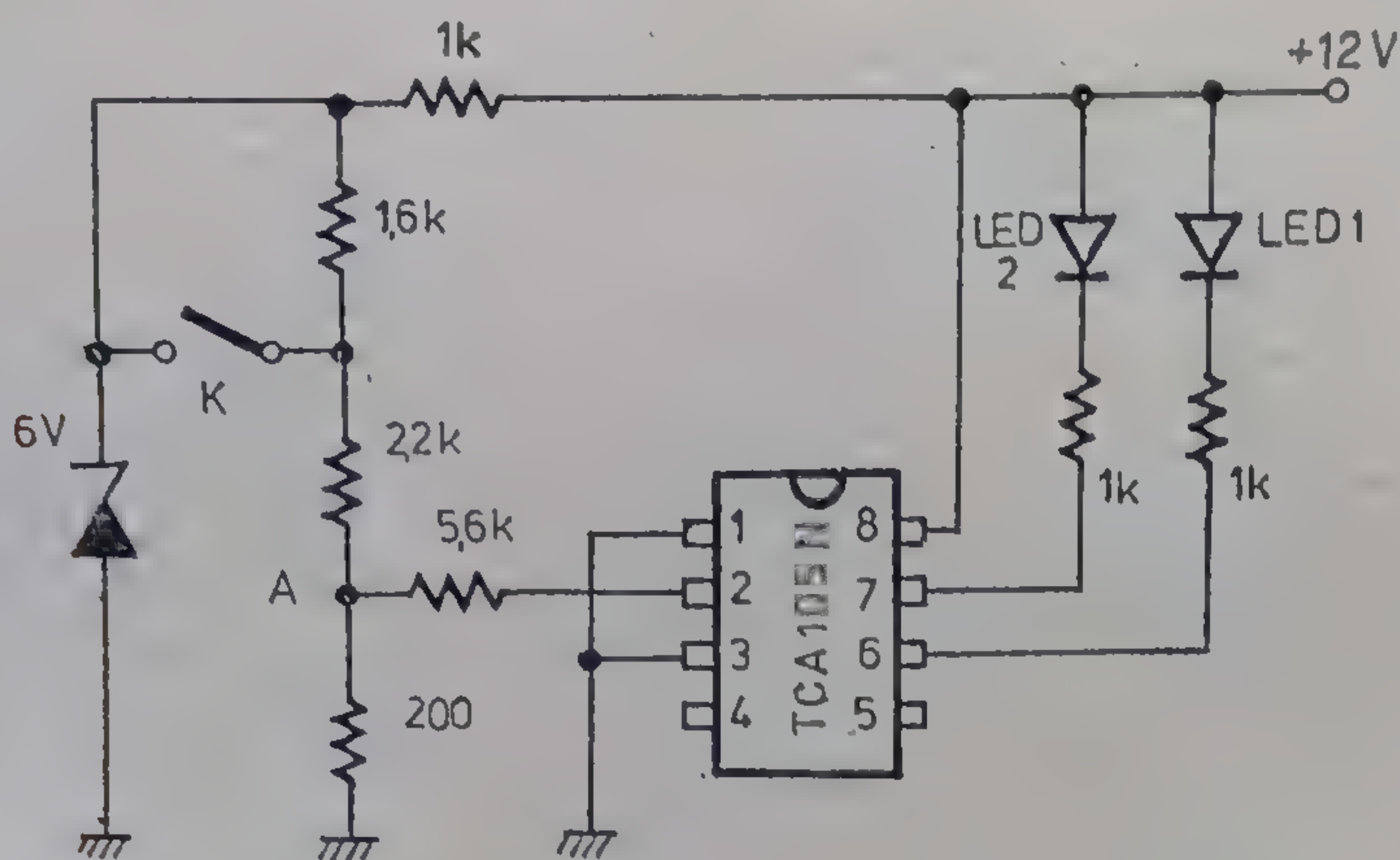


Fig. 4.14. Schema de testare la utilizator.

chiderea comutatorului K , tensiunea în punctul A devine 500 mV, LED_1 se stinge iar LED_2 se aprinde.

Utilizatorul mai poate testa comportarea circuitului în regim dinamic. Pentru aceasta se recomandă ca schema de test chiar una din schemele de aplicații în care etajul de intrare se află în configurație de oscilator de înaltă frecvență.

4.4. Aplicații

4.4.1. Senzor inductiv de proximitate

Aceasta este principala aplicație a circuitului integrat TCA 105N.

În figura 4.15, a este schițat un senzor de proximitate cu fantă. Circuitul de intrare este în configurație de oscilator, oscilațiile fiind întreținute de cupla-

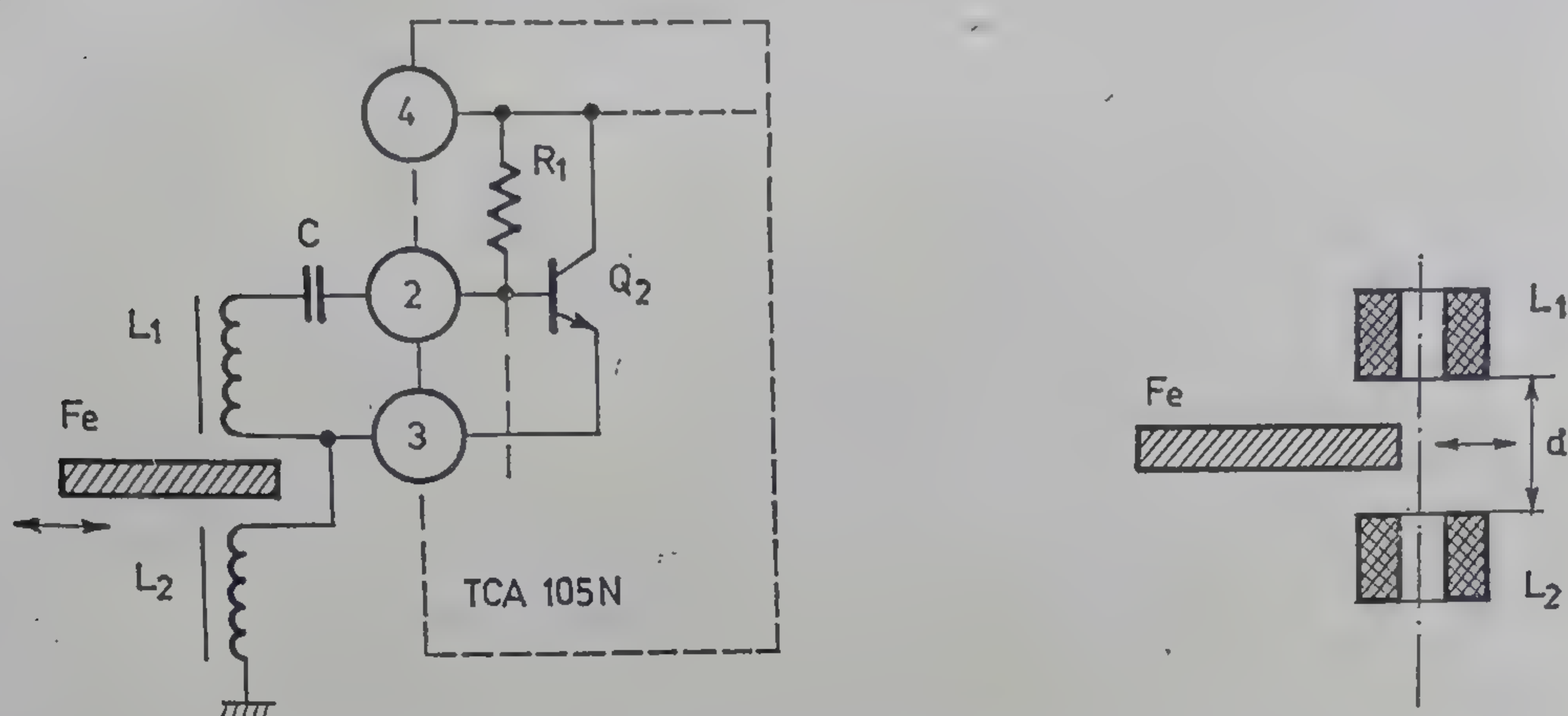


Fig. 4.15. Senzor inductiv de proximitate cu fantă:

a) schema etajului de intrare; b) secțiune prin bobinele L_1 , L_2 .

jul inductiv între bobinele L_1 și L_2 , realizate pe oale de ferită și poziționate pe aceeași axă, la o distanță de câțiva milimetri una de alta (vezi figura 4.15, b).

Datorită frecvenței de lucru mai mari de 1 MHz, oscilațiile din etajul de intrare mențin ieșirile circuitului în starea „acționat”. Prin introducerea unei plăci de fier în fantă cuplajul magnetic se întrerupe, oscilațiile se amortizează iar ieșirile circuitului integrat basculează, acesta trecând în starea „blocaat”. În tabelul 4.2 se dau datele tehnice ale circuitului LC exterior pentru două dimensiuni ale fantei „ d ”. Pentru miniaturizare, oalele de ferită pot fi înlocuite cu miezuri din același material, dar caracteristicile montajului se vor schimba.

Tabelul 4.2

Parametrul	Varianta 1	Varianta 2	Unități
Dimensiunile oalei de ferită	9×5	11×7	mm
Lățimea fantei, d	2,5	6,5	mm
Histerezis de poziție	0,9	1,8	mm
Inductanțele, $L_1 = L_2$	10	40	μH
Capacitatea, C	100	100	pF
Numărul de spire, $n_1 = n_2$ (Cupru lițat $12 \times 0,04$ mm)	23	40	

O altă variantă de comutator cu senzor de proximitate folosește cele două bobine dispuse pe același miez al unei oale de ferită deschise (vezi figura 4.16, a). Principiul de funcționare este același. La apropierea plăcii de metal, liniile de câmp magnetic care asigură reacția pozitivă în oscilator sînt ecranate, ceea ce duce la amortizarea oscilațiilor și acționarea comutatorului.

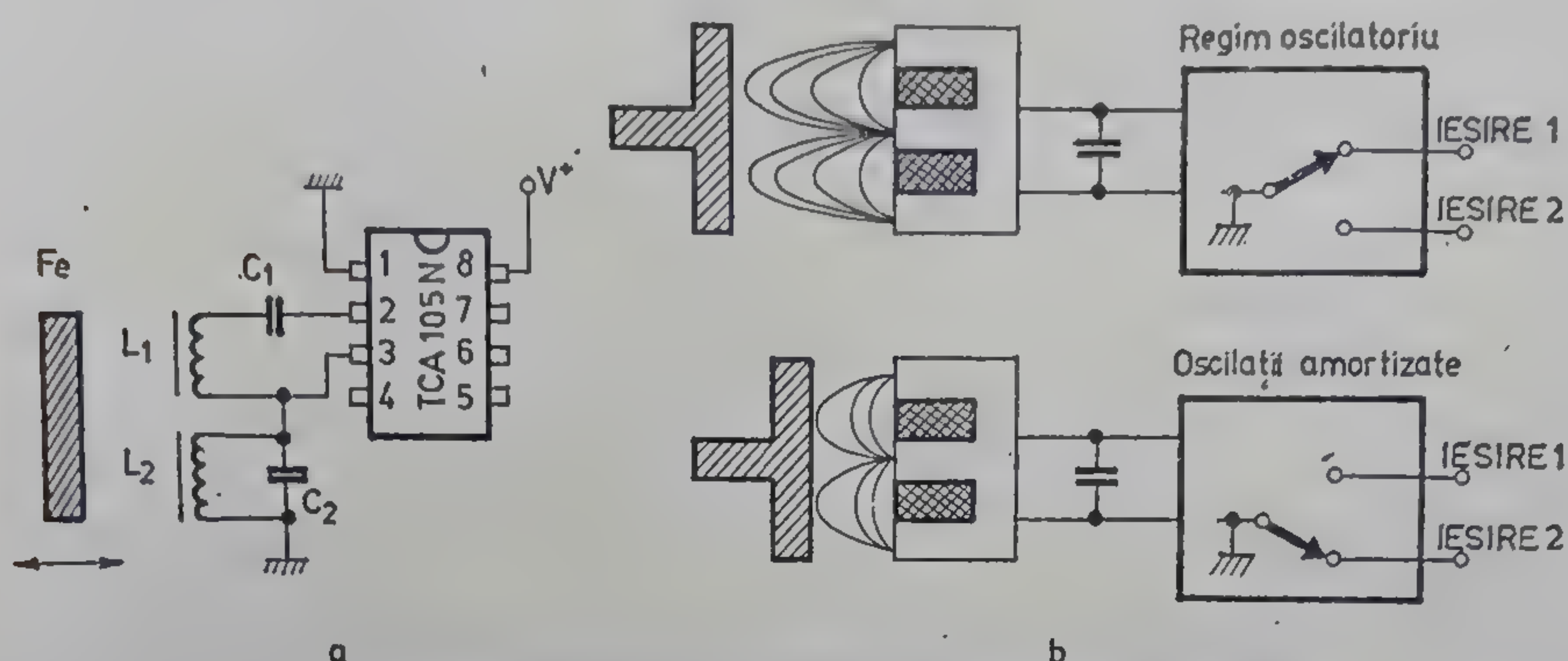


Fig. 4.16. Senzor inductiv de proximitate cu oală de ferită:
a) schema electrică; b) ecranarea liniilor de câmp.

Datele tehnice ale circuitului de intrare sînt date în tabelul 4.3.

Tabelul 4.3

Parametrul	Valoarea tipică	Unități
Dimensiunile oalei de ferită	9×5	mm
Distanța de sesizare, d	2...3	mm
Capacitatea: C_1	2	nF
C_2	500	pF
Numărul de spire: n_1	8	
n_2	40	

4.4.2. Comutator sensibil la lumină

Schema electrică de principiu a acestei aplicații este dată în figura 4.17. La intrarea circuitului integrat este conectat un fototranzistor. În absența luminii acesta este blocat (ca și cum terminalul INB ar fi gol), iar comuta-

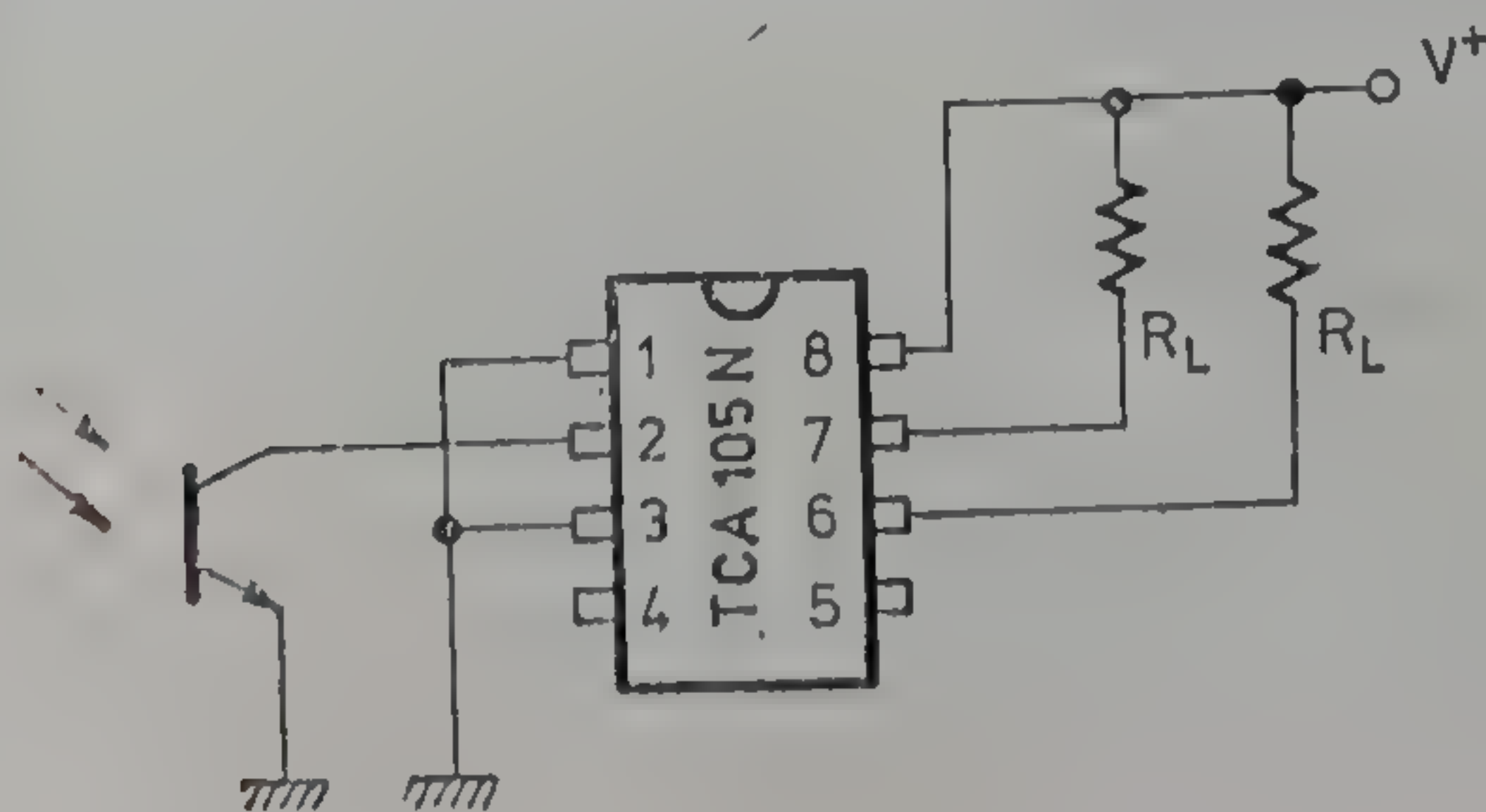


Fig. 4.17. Comutator sensibil la lumină.

torul este în starea „acționt” (*IEȘIREA 1* blocată). În prezența unui stimul luminos fototranzistorul intră în saturație, blocând tranzistorul de intrare și comutând *IEȘIREA 1* în saturație.

4.4.3. Regulator termic

Modificându-și rezistența în funcție de temperatură, rezistorul R_{TH} (vezi figura 4.18) montat în divizorul de tensiune din circuitul de intrare poate comanda bascularea etajului de ieșire. Ieșirea are ca sarcină bobina unui relee care acționează circuitul de încălzire a incintei, stabilizând astfel temperatura. Sarcina se cuplează la *IEȘIREA 1* sau *IEȘIREA 2* în funcție de semnul coeficientului de temperatură al rezistorului R_{TH} .

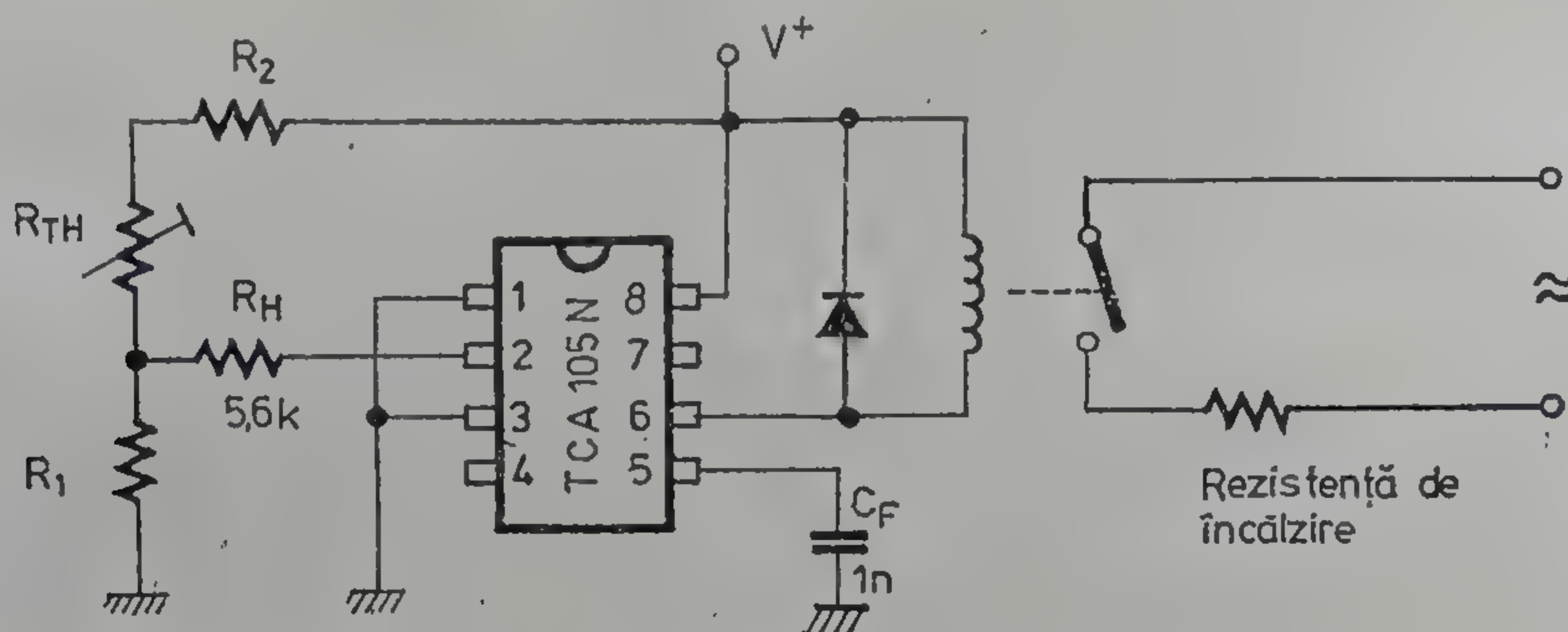


Fig. 4.18. Schema electrică a regulatorului termic.

Pentru a evita anclanșările datorate unor surse de paraziți electrice, pe terminalul 5 (*FILTRU*) a fost conectat un condensator de filtrare a tensiunii de pe comparator.

4.4.4. Extinderea gamei tensiunii de alimentare

Cunoscând din relația 4.37 valoarea tipică a curentului de alimentare ($I^+ = 4 \text{ mA}$), circuitul integrat TCA 105N poate fi alimentat și de la surse mai mari de 20 V (vezi figura 4.19) prin înserierea cu terminalul 8 a unei rezistențe care să preia o parte din tensiune. Valoarea acestei rezistențe se deduce din formula:

$$R^+ = \frac{V^+ - 12 \text{ V}}{I^+} \quad (4.49)$$

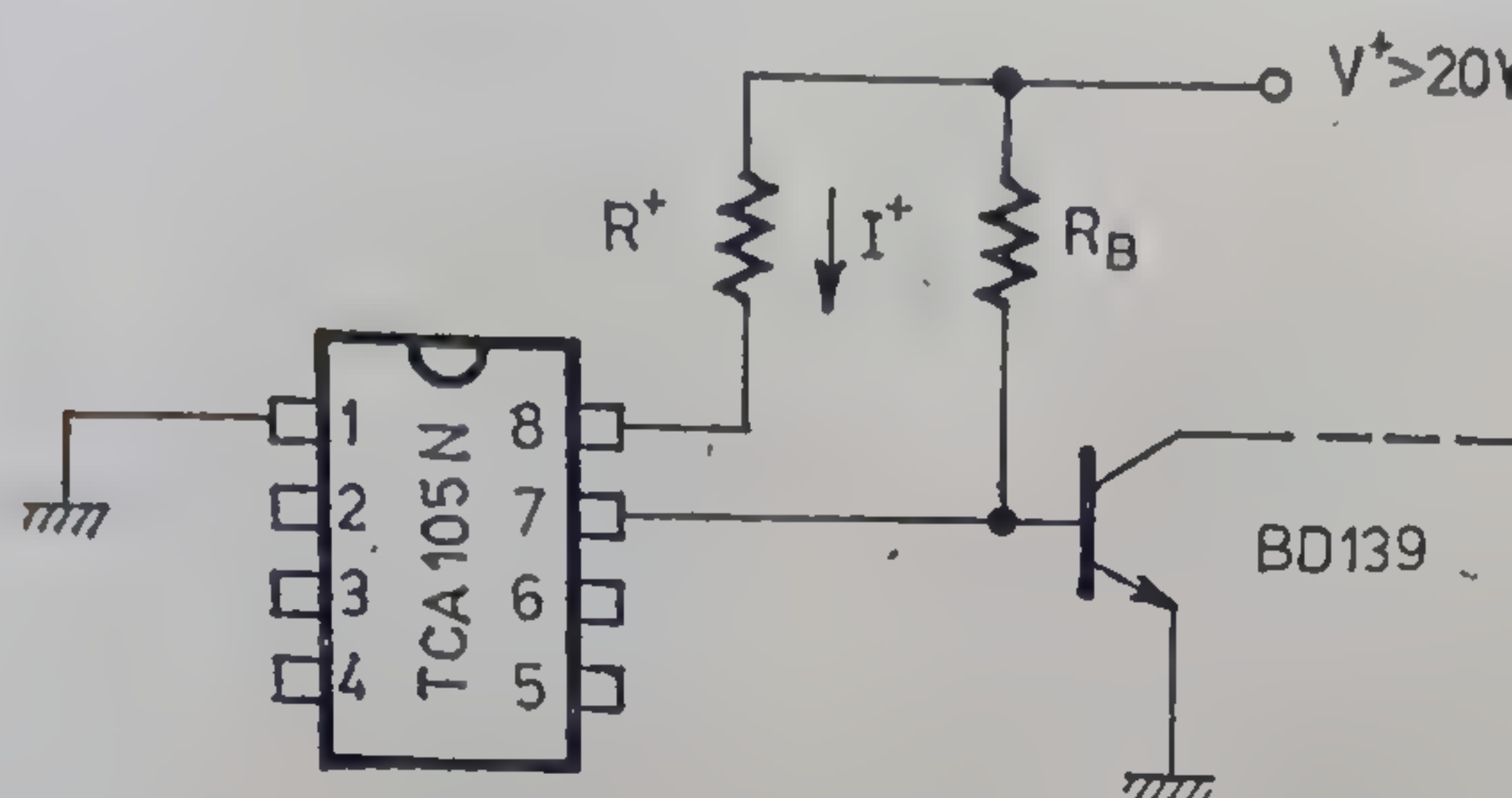


Fig. 4.19. Extinderea gamei tensiunii de alimentare.

În situația în care și în circuitul de ieșire se aplică tensiuni de peste 20 V se recomandă folosirea unor tranzistoare tampon care să poată suporta aceste tensiuni. Rezistența R_B se dimensionează astfel încât curentul de bază al tranzistorului exterior să fie 10 ... 20% din curentul său de colector la saturație:

$$R_B = (5 \dots 10) \frac{V^+}{I_C} \quad (4.50)$$

4.5. Alte circuite integrate

Există numeroase variante de senzori de proximitate, unele cu integrare hibridă, care se livrează sub formă unor detectoare de proximitate.

În figura 4.20 este dată schema bloc a unui circuit din aceeași familie cu cel analizat în prezentul capitol: TCA 205A. Acesta prezintă în plus față de TCA 105N:

- un etaj de intrare proiectat pentru un circuit exterior mai simplu;
- posibilitatea reglării distanței metal-bobină de la care se amortizează oscilațiile (cu potențiometrul R_D);
- posibilitatea reglării histerezisului de poziție a stimulului (cu potențiometrul R_H);
- posibilitatea comutării întârziate a etajului de ieșire față de momentul sesizării stimulului (cu condensatorul C_i).

TCA 205A prezintă următoarele performanțe notabile:

- Tensiunea de alimentare: 4,5 ... 30 V;
- Curent de alimentare ($V^+ = 12$ V): max. 1 mA;
- Frecvența de oscilație: 0,015 ... 1,5 MHz;
- Întârzierea comutării ieșirilor: 200 ms/ μ F;

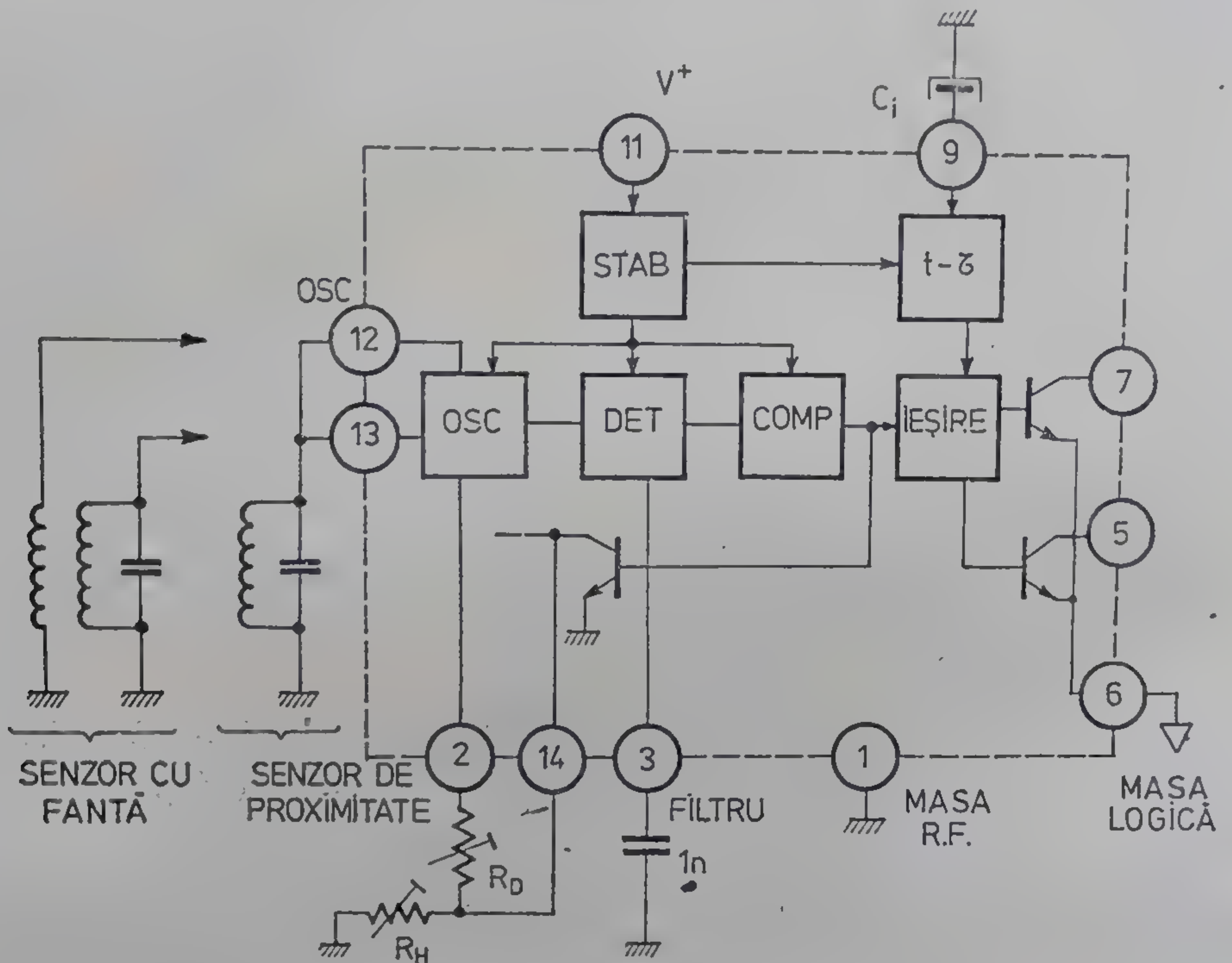


Fig. 4.20. Schema bloc a circuitului integrat TCA 205A.

BIBLIOGRAFIE

1. P. R. Gray și R. G. Meyer, *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*. Editura Tehnică, București, 1983.
2. A. Vădășescu, ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare. Vol. 1 și 2*. Editura Tehnică, București, 1979.
3. R. Râpeanu ș.a. *Circuite integrate analogice. CăATALOG*, Editura Tehnică, București, 1983.
4. * * * SIEMENS, Ausgabe 1976/77. Schaltbeispiele.
5. * * * SIEMENS, Data Book 1981/82. Analog ICs.

Circuit integrat pentru semnalizarea stării electrice a bateriei de automobil

βU 1010

5.1. Prezentarea circuitului

5.1.1. Destinație

Circuitul integrat βU 1010N este destinat semnalizării continue a stării electrice a bateriei de automobil prin aprinderea, în diverse combinații, a trei diode electroluminiscente (LED) de culoare roșie, galbenă și verde, plasate pe panoul de bord al automobilului.

Circuitul este utilizabil numai la automobilele având acumulatori de 12 V. Diagrama funcțională a celor trei diode electroluminiscente comandate de circuitul βU 1010 este dată în figura 5.1.

Pentru o valoare a tensiunii la bornele bateriei, V_{BAT} , mai mică de 10 V (de exemplu în cazul în care unul din elementele bateriei este în scurtcircuit, există un consum exagerat în circuitul electric al automobilului sau bateria este descărcată) se aprinde numai dioda roșie, indicând starea de *avarie*. Pentru o valoare a tensiunii cuprinsă între 10 V și 13 V se aprinde dioda galbenă, semnalizând funcționarea corectă în condițiile în care motorul este oprit. Pentru o valoare a tensiunii cuprinsă între 13 V și 15 V se aprinde dioda

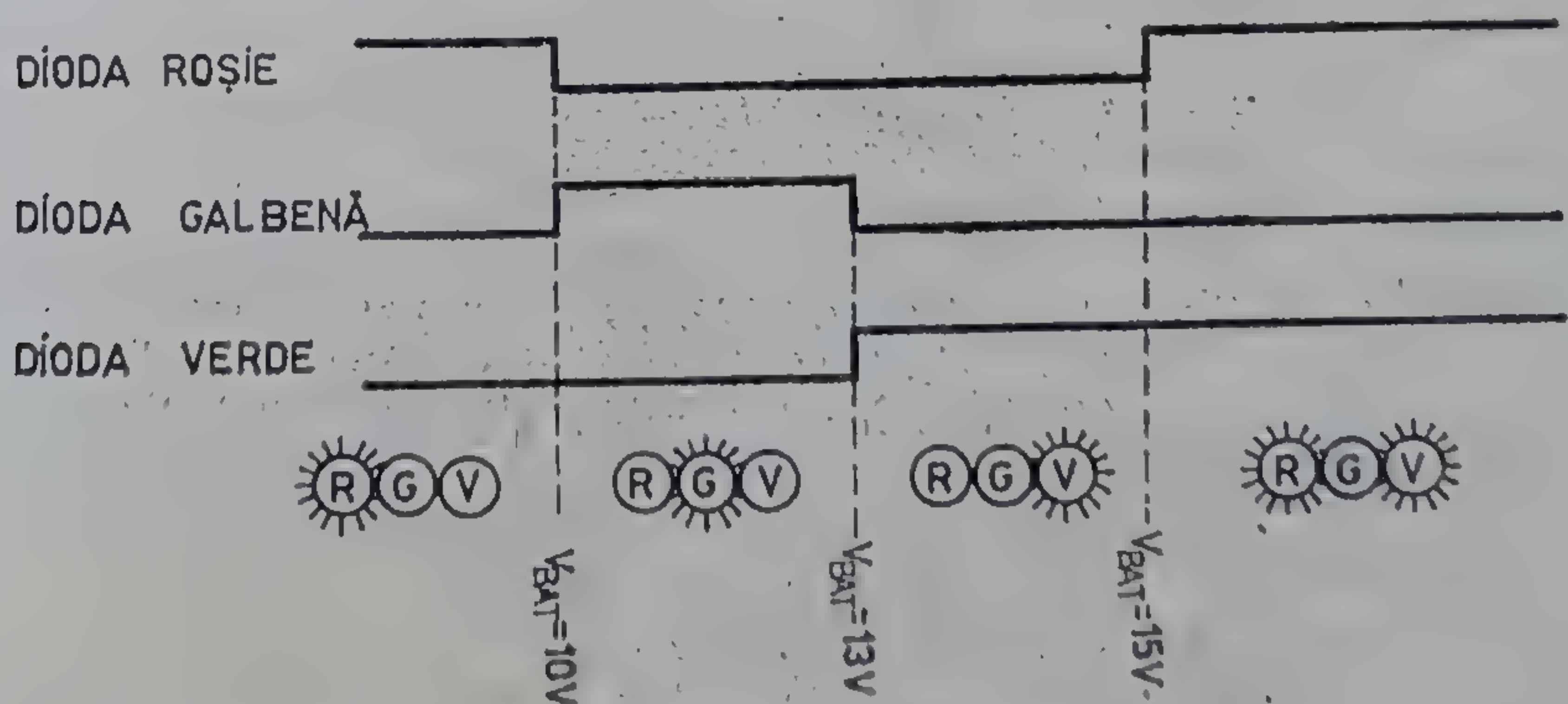


Fig. 5.1. Modul de aprindere a diodelor electroluminiscente în funcție de valoarea tensiunii bateriei, V_{BAT} (nivel „sus” dioda aprinsă, nivel „jos” dioda stinsă).

verde, indicând funcționarea *normală* în timpul mersului motorului. Pentru tensiuni mai mari de 15 V datorate funcționării *incorecte* a releului de încărcare în timpul mersului motorului, se aprind simultan dioda *verde* și cea *roșie*.

Desigur că aceeași funcție ar fi putut fi obținută și cu un montaj cu componente discrete, dar integrarea prezintă următoarele avantaje:

- Precizie la indicarea intervalului de tensiune;
- Stabilitate cu temperatura, datorată unei referințe de tensiune cu coeficient de temperatură mic;
- Preț de cost scăzut;
- Schemă de utilizare foarte simplă.

5.1.2. Schema bloc

Schema bloc a circuitului integrat $\beta U 1010$ este dată în figura 5.2. Linia întreruptă marchează „marginea” circuitului iar cifrele încadrate în cercuri numărul terminalului respectiv. Circuitul primește la intrare chiar

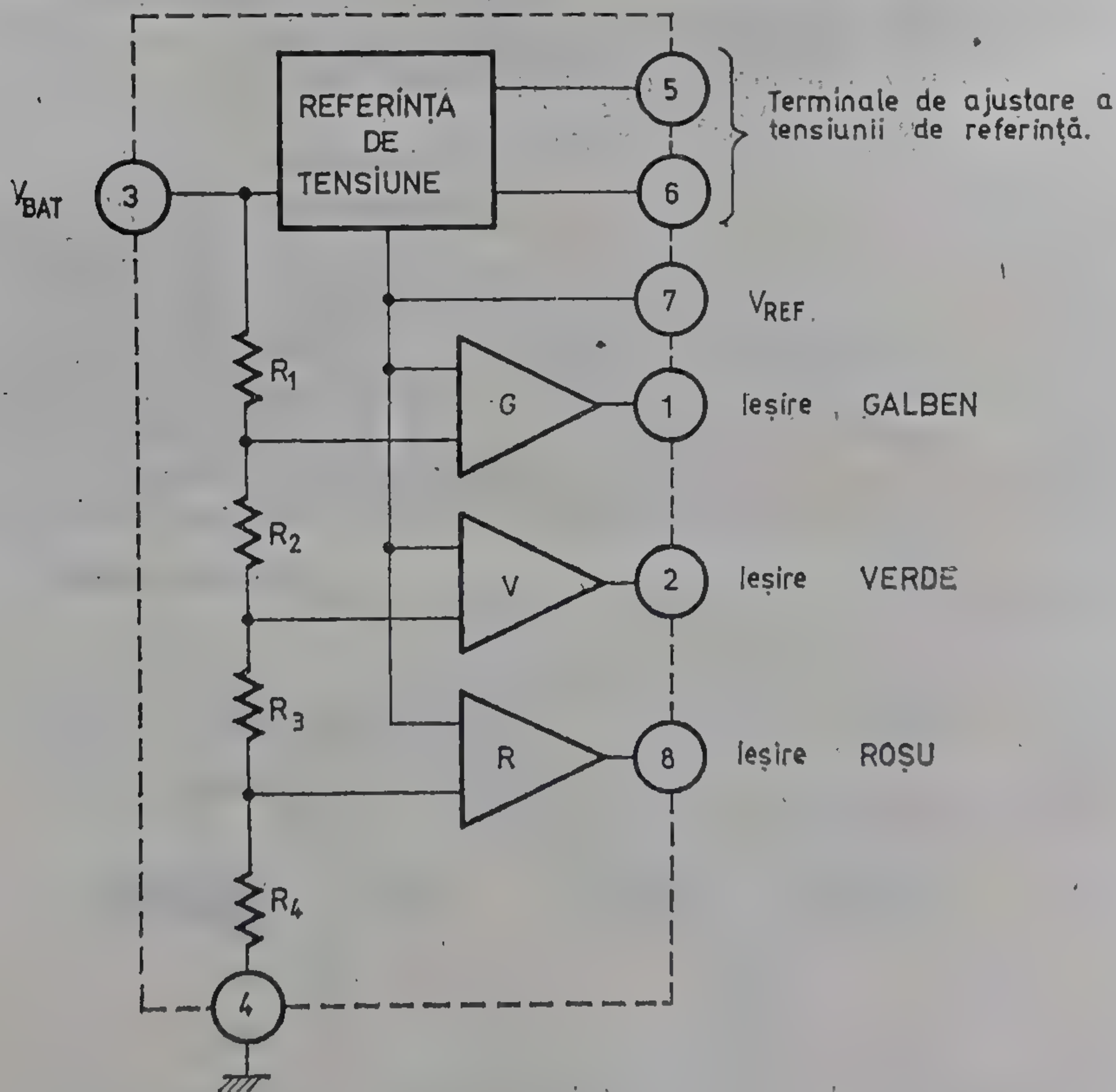


Fig. 5.2. Schema bloc a circuitului $\beta U 1010$.

tensiunea bateriei (V_{BAT}). Frațiuni din această tensiune, culese pe divizorul rezistiv R_1, R_2, R_3, R_4 sînt comparate cu tensiunea de referință V_{REF} dată de un stabilizator de tensiune scăzută (3,25 V). Prelucrarea logică a stării comparatoarelor precum și etajele de ieșire se realizează cu blocurile R, G, V .

5.2. Schema electrică

Schema electrică de principiu a circuitului este prezentată în figura 5.3. Pentru analiza funcționării se va apela în continuare la descrierea detaliată a schemelor blocurilor funcționale care compun circuitul.

5.2.1. Referința de tensiune

Precizia în funcționare cerută circuitului integrat $\beta U 1010$ a impus ca o condiție de proiectare un coeficient de variație cu temperatura a tensiunii de referință cât mai mic.

De aceea s-a ales pentru blocul ce furnizează tensiunea de referință un stabilizator de tip „band-gap” (cu bandă interzisă) ¹.

Schema este formată din tranzistoarele Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 rezistențele $R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}$ și capacitorul C (vezi figura 5.4). Calculul valorii tipice a tensiunii de referință se face considerînd rezistența R_3 scurtcircuitată. Deoarece schema electrică a acestei referințe este practic identică cu aceea analizată în § 2.2.1, ecuația care permite calculul valorii tensiunii de ieșire este dată de relația 2.11. Folosind notațiile componentelor din figura 5.4, aceasta devine:

$$V_{REF} = 2 V_{BE} + \frac{R_8}{R_9} V_T \ln \left(\frac{V_{REF} - V_{BE}}{V_{REF} - 2V_{BE}} \cdot \frac{R_8}{R} \cdot \frac{A_2}{A_1} \right) \quad (5.1)$$

unde s-a notat V_{BE} — tensiunea bază-emitor; $V_T = kT/q$; A_2/A_1 raportul ariilor de emitor al tranzistoarelor Q_2 și Q_1 și R rezistența din colectorul tranzistorului Q_1 .

Soluția acestei ecuații transcendente (cu valorile numerice: $R_8 = 21 \text{ k}\Omega$; $R_9 = 0,25 \text{ k}\Omega$; $R = R_6 + R_7 = 2,25 \text{ k}\Omega$, $A_2/A_1 = 5$, $V_{BE} \simeq 0,65 \text{ V}$ și $kT/q = 0,0257 \text{ V}$ la $T_A = 300^\circ\text{K}$) este:

$$V_{REF} = 3,25 \text{ V.} \quad (5.2)$$

Pentru obținerea unui raport exact de arii de emitor, tranzistorul Q_2 s-a realizat prin legarea în paralel a cinci tranzistoare *npu* identice cu Q_1 .

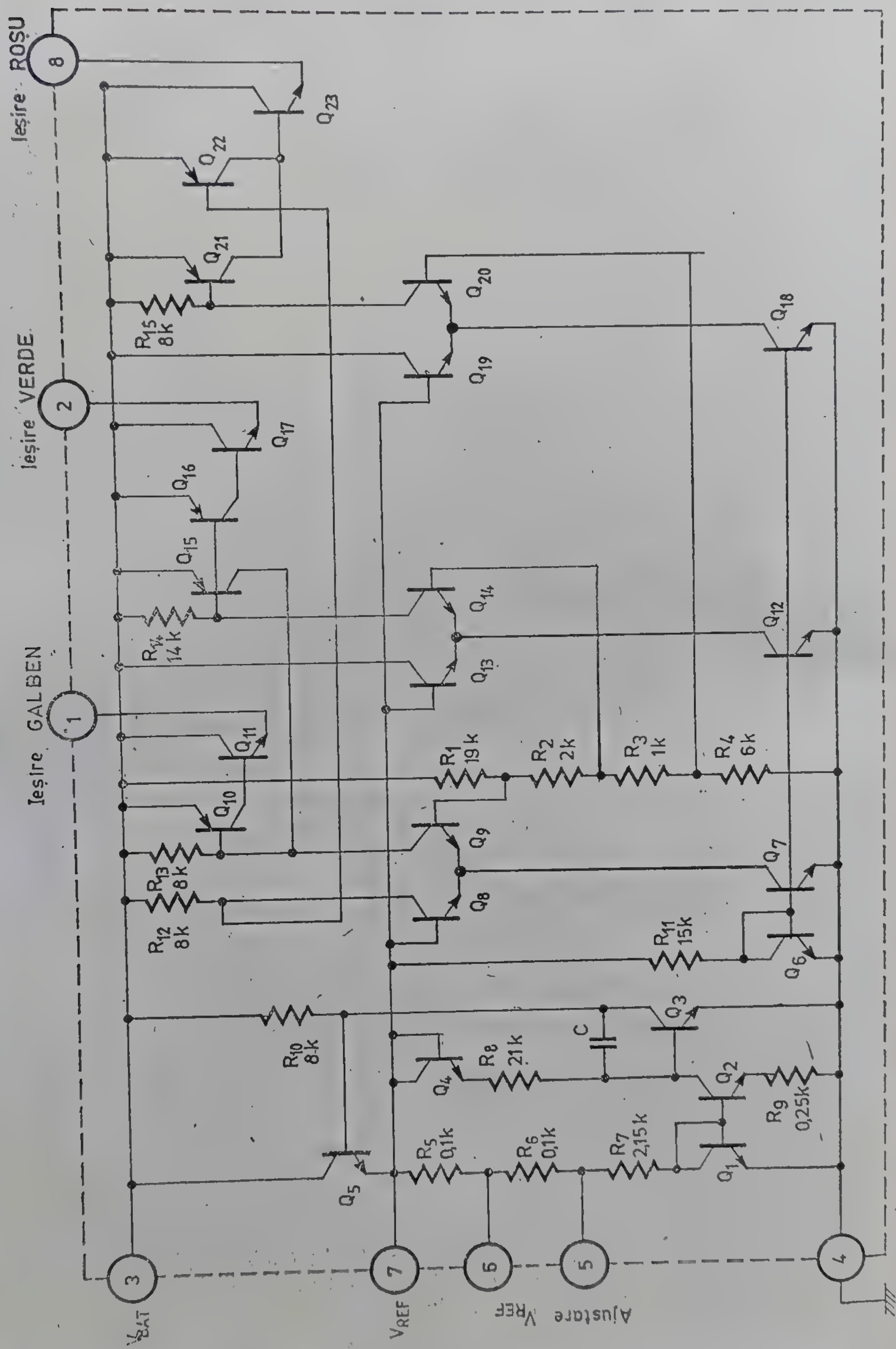


Fig. 5.3. Schema electrică de principiu a circuitului βU 1010.

• Variația tensiunii de referință cu temperatura.

Pentru a se determina variația tensiunii de referință cu temperatura, se folosește expresia simplificată a dependenței de temperatură a tensiunii bază-emitor ¹

$$V_{BE}(T) = V_{\infty} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \frac{T}{T_0}, \quad (5.3)$$

unde V_{∞} este tensiunea corespunzătoare benzii interzise extrapolată la zero absolut (pentru siliciu 1,205 V), iar V_{BE0} este tensiunea bază-emitor la o temperatură de referință T_0 .

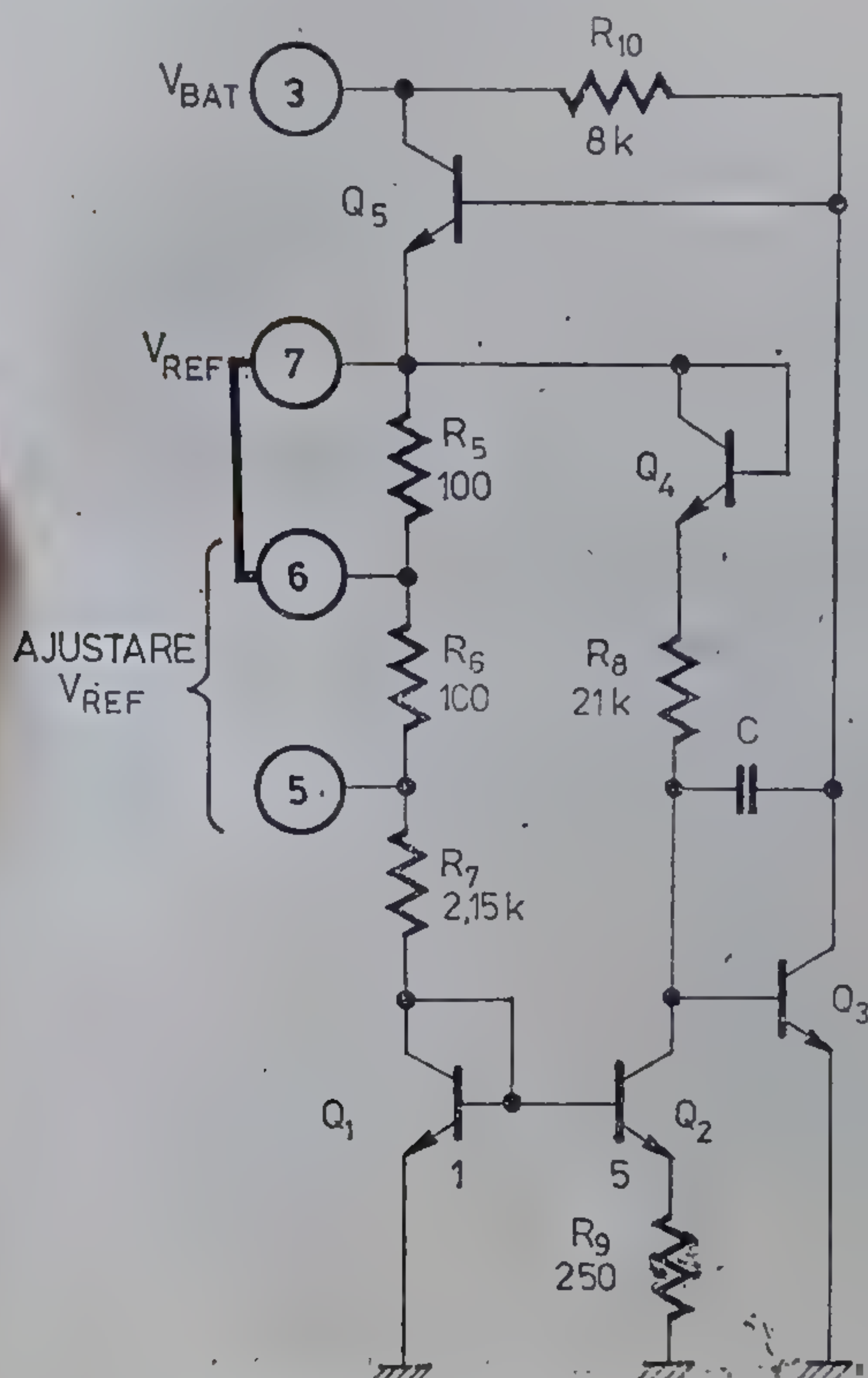


Fig. 5.4. Schema electrică a referinței de tensiune.

Folosind relația 5.1 scrisă ca o funcție implicită

$$F(V_{REF}, T) = 0 \quad (5.4)$$

și observînd că rezistențele din schemă intervin în expresia 5.4 numai ca rapoarte, care se pot presupune cu bună aproximație independente de temperatură, rezultă

$$\frac{dV_{REF}}{dT} = - \frac{\frac{\partial F}{\partial T}}{\frac{\partial F}{\partial V_{REF}}}; \quad (5.5)$$

În urma unor calcule simple se obține:

$$\frac{dV_{REF}}{dT} = \frac{1}{T_0} \times \frac{V_{REF} - 2V_{D0} - V_T \frac{R_8}{R_9} \cdot \frac{V_{REF}(V_{D0} - V_{BE0})}{(V_{REF} - V_{D0})(V_{REF} - 2V_{BE0})}}{1 + V_T \frac{R_8}{R_9} \cdot \frac{V_{BE0}}{(V_{REF} - V_{BE0})(V_{REF} - 2V_{BE0})}} \quad (5.6)$$

Pentru circuitul dat se obține un coeficient mic de variație a tensiunii de referință cu temperatura:

$$\frac{dV_{REF}}{dT} \approx 0,2 \text{ mV/}^\circ\text{C.} \quad (5.7)$$

În domeniul de temperaturi de $\pm 60^\circ\text{C}$ în jurul temperaturii ambiante, tensiunea de referință V_{REF} variază cu cel mult, 0,37%.

• Ajustarea valorii tensiunii de referință

Datorită dispersiei tehnologice a parametrilor electrici ai componentelor de pe structură, valoarea tensiunii de referință va fi la rîndul ei dispersată în jurul valorii nominale de 3,25 V. Aceasta atrage după sine translația pragurilor de tensiune din diagrama funcțională (vezi figura 5.1) cu o valoare tipică:

$$\Delta V_{PRAG} = V_{PRAG} \frac{\Delta V_{REF}}{V_{REF}} \quad (5.8)$$

De exemplu, dacă valoarea tensiunii V_{REF} este mai mare cu 100 mV decît valoarea tipică, pragul de aprindere a diodei galbene (13 V) va crește cu valoarea:

$$\Delta V_{PRAG} = 13 \text{ V} \cdot \frac{0,1 \text{ V}}{3,25 \text{ V}} = 0,4 \text{ V.} \quad (5.9)$$

Circuitul integrat $\beta U 1010$ are prevăzută posibilitatea ajustării în trepte a tensiunii de referință prin scurtcircuitarea în exterior (pe cablajul imprimat) a terminalelor 5, 6 și 7. Aceasta duce la modificarea valorii rezistenței R (compusă din toate sau numai o parte din rezistențele R_5 , R_6 , R_7) care modifică la rîndul ei valoarea tensiunii de referință V_{REF} .

Pentru studiul variației tensiunii de referință în funcție de valoarea rezistenței R , se scrie relația 5.1 ca o funcție implicită:

$$G(V_{REF}, R) = 0 \quad (5.10)$$

Derivata funcției V_{REF} în raport cu R este:

$$\frac{dV_{REF}}{dR} = - \frac{\frac{\partial G}{\partial R}}{\frac{\partial G}{\partial V_{REF}}} = - \frac{\frac{R_8}{R_9} V_T \frac{1}{R}}{1 + \frac{R_8}{R_9} \frac{V_T \cdot V_{BE}}{(V_{REF} - V_{BE})(V_{REF} - 2V_{BE})}} \quad (5.11)$$

Presupunând drept condiție inițială existența unui scurtcircuit între terminalele 6 și 7, ceea ce implică:

$$R = R_6 + R_7 = 2,25 \text{ k}\Omega, \quad (5.12)$$

pentru coeficientul de variație a tensiunii de referință în raport cu rezistența R rezultă din (5.11) o valoare

$$\frac{dV_{REF}}{dR} \simeq -0,8 \text{ V/k}\Omega \quad (5.13)$$

Aceasta înseamnă că pentru o variație a rezistenței R cu $\pm 100 \Omega$ în jurul valorii de $2,25 \text{ k}\Omega$ (adică prin scurtcircuitarea sau deconectarea terminalelor 5, 6, 7) se obține o variație a tensiunii de referință de 80 mV în jurul valorii nominale. Semnul minus din relația 5.12 indică faptul că o micșorare a valorii rezistenței R duce la creșterea valorii V_{REF} .

Plaja de dispersie tehnologică a tensiunii V_{REF} (estimată la $3,25 \text{ V} \pm \pm 120 \text{ mV}$) poate fi redusă de trei ori (la $3,25 \text{ V} \pm 40 \text{ mV}$) astfel:

* pentru un circuit avînd V_{REF} în domeniul A (vezi figura 5.5) se vor scurtcircuita terminalele 5, 6, 7. Ca urmare are loc o translație a valorii V_{REF} cu 80 mV la dreapta, în domeniul B ;

* pentru un circuit avînd V_{REF} în domeniul B se păstrează condiția inițială (terminalele 6 și 7 în scurtcircuit);

* pentru un circuit avînd V_{REF} în domeniul C terminalele 5, 6, 7 se lasă în gol. Ca urmare are loc o translație a valorii V_{REF} cu 80 mV la stînga, în domeniul B .

În urma acestei ajustări se obține (conform relației 5.8) o împrăștiere a valorii pragurilor de aprindere a diodelor electroluminiscente de circa 160 mV la 13 V , deci mai mică, de $1,3\%$.

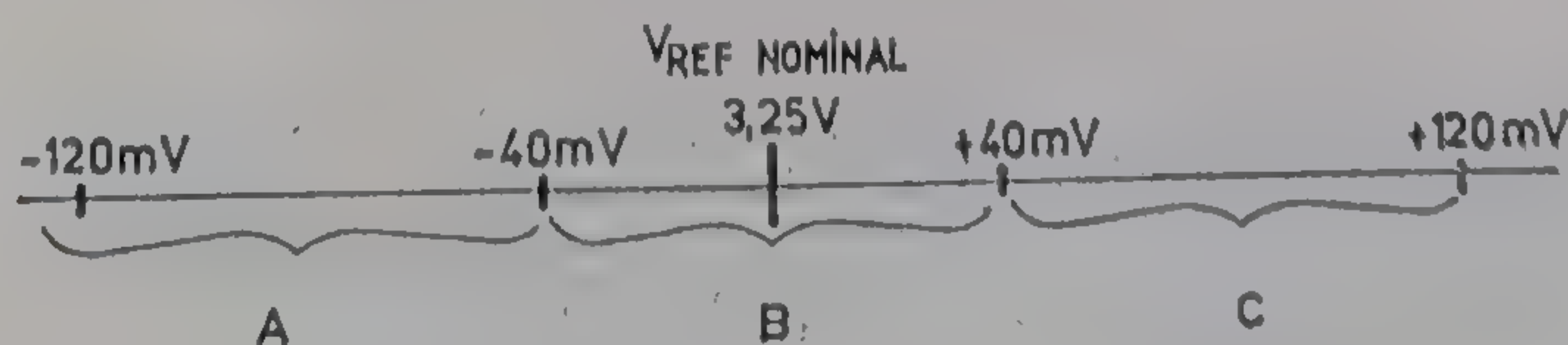


Fig. 5.5. Ajustarea valorii (tensiunii de referință) V_{REF} .

5.2.2. Comparatoarele

Blocurile comparatoare sînt formate din etaje diferențiale cu generatoare de curent în emitor. Schema electrică de principiu a generatoarelor de curent este dată în figura 5.6. Curenții de colector ai tranzistoarelor Q_6 , Q_7 , Q_{12} , Q_{18}

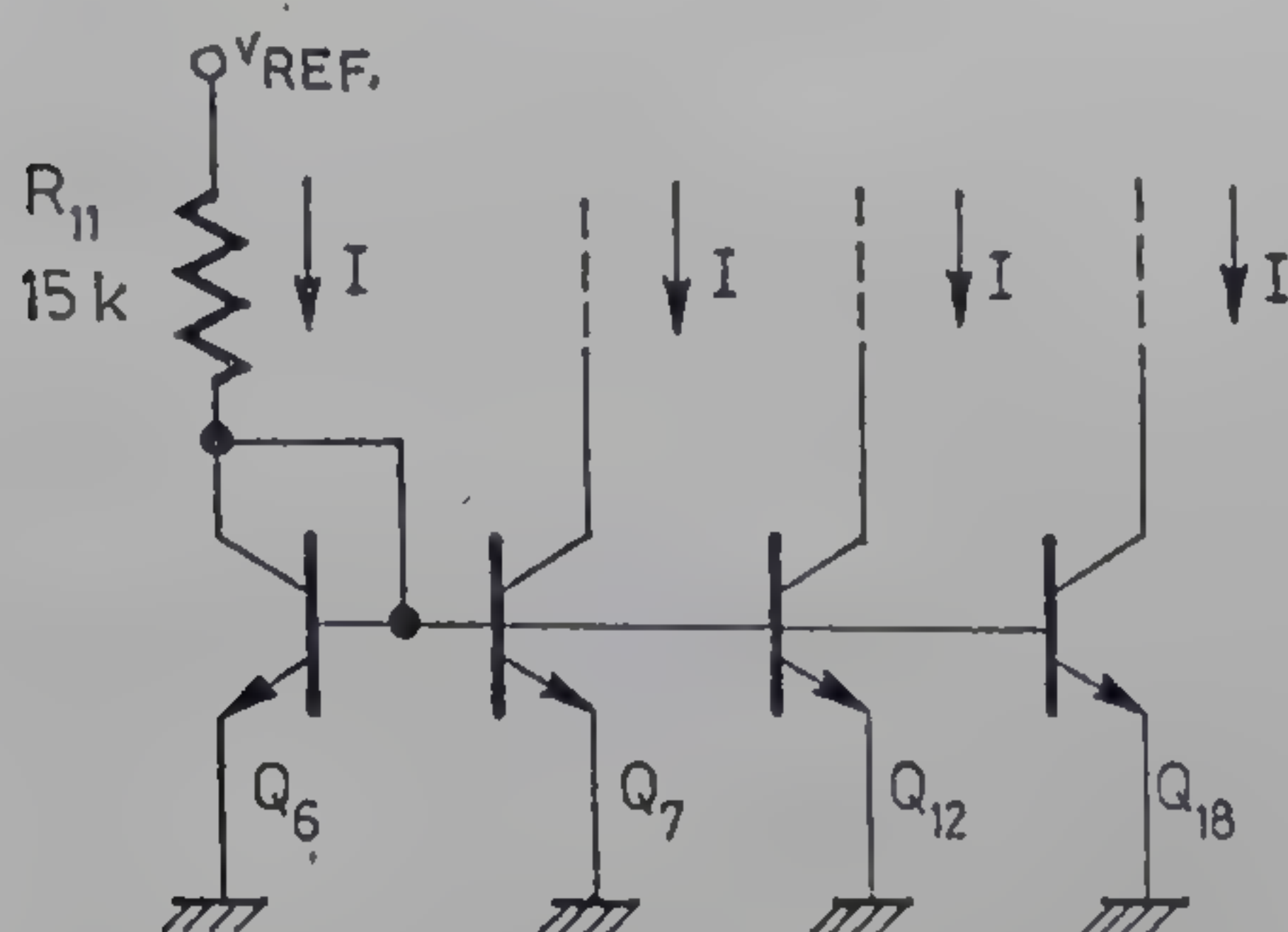


Fig. 5.6. Schema electrică a generatorului de curent.

sînt identici datorită geometriei identice și a polarizării lor cu aceeași tensiune bază-emitor (s-au considerat neglijabili curenții lor de bază) și au valoarea:

$$I = I_6 = I_7 = I_{12} = I_{18} = \frac{V_{REF} - V_{BE6}}{R_{11}} \approx 170 \mu A. \quad (5.14)$$

Cele trei comparatoare au câte o intrare polarizată de tensiunea V_{REF} , celelalte intrări fiind conectate la divizorul rezistiv R_1 , R_2 , R_3 , R_4 (vezi figura 5.3) alimentat la tensiunea de baterie V_{BAT} . Aceste blocuri comandă etajele de ieșire, a căror funcționare va fi descrisă în continuare. Pentru analiza lor se va apela la schema electrică de principiu din figura 5.3.

5.2.3. Etajul de ieșire „VERDE”

Este format din grupul Darlington Q_{16} , Q_{17} și rezistența R_{14} . Polarizarea etajului de ieșire se face cu comparatorul Q_{13} , Q_{14} excitat cu tensiunea:

$$V_{B14} = \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} V_{BAT}. \quad (5.15)$$

Tranzistorul Q_{14} se deschide atunci cînd tensiunea pe baza lui depășește valoarea V_{REF} , adică pentru o tensiune de baterie:

$$V_{BAT} > \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}{R_3 + R_4} V_{REF} = \frac{19 + 2 + 1 + 6}{1 + 6} \cdot 3,25 V = 13 V. \quad (5.16)$$

În această situație curentul de colector I_{14} este egal cu curentul generatorului din emitor I_{12} :

$$I_{14} = I_{12} = 170 \mu\text{A}. \quad (5.17)$$

Acest curent deschide tranzistoarele Q_{16} , Q_{17} acționând ieșirea „VERDE”. Curentul din baza tranzistorului Q_{16} (identic cu Q_{15}) va avea deci valoarea:

$$I_{B16} = \frac{1}{2} \left(I_{14} - \frac{V_{EB}}{R_{14}} \right) = \frac{1}{2} \left(170 \mu\text{A} - \frac{0,7 \text{ V}}{14 \text{ k}\Omega} \right) = 60 \mu\text{A}. \quad (2.18)$$

Grupul Darlington Q_{16} , Q_{17} are un câștig de curent tipic:

$$\beta = \beta_{16} \cdot \beta_{17} = 10 \times 100 = 1\,000 \quad (5.19)$$

deci I_{B16} se dovedește suficient de mare pentru a asigura curenți de ieșire de

$$I_{E17} = 20 \dots 30 \text{ mA}, \quad (5.20)$$

valoare necesară pentru aprinderea diodei verzi.

5.2.4. Etajul de ieșire „GALBEN”

Este format din grupul Darlington Q_{10} , Q_{11} , tranzistorul Q_{15} și rezistența R_{13} .

Tranzistorul Q_9 se deschide atunci când tensiunea pe baza sa depășește valoarea V_{REF} :

$$V_{E9} = \frac{R_2 + R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot V_{BAT} > V_{REF}, \quad (5.21)$$

adică pentru

$$V_{BAT} > 10 \text{ V}. \quad (5.22)$$

Aceasta atrage după sine deschiderea grupului Q_{10} , Q_{11} , care acționează ieșirea „GALBEN”.

Inhibarea ieșirii „GALBEN” are loc pentru tensiuni V_{BAT} mai mari de 13 V și se face cu ajutorul tranzistorului Q_{15} , care, saturându-se blochează tranzistorul Q_{10} , deci întreg etajul de ieșire.

5.2.5. Etajul de ieșire „ROȘU”

Este format din tranzistoarele Q_{21} , Q_{22} , Q_{23} și rezistențele R_{12} , R_{15} .

Pentru tensiuni de baterie mai mici de 10 V, în etajul comparator Q_8 , Q_9 tranzistorul Q_8 este deschis:

Acesta antrenează saturarea grupului Darlington Q_{22} , Q_{23} , deci este acționată ieșirea „ROȘU”. Pentru tensiuni de baterie mai mari de 15 V este deschis

tranzistorul Q_{20} din comparatorul Q_{10} , Q_{20} . Acesta antrenează saturarea tranzistorului Q_{23} prin intermediul lui Q_{21} . Pentru tensiuni de baterie cuprinse între 10 V și 15 V ambele tranzistoare Q_{21} și Q_{22} sînt blocate, inhibînd ieșirea „ROȘU”.

5.2.6. Curentul de alimentare

După cum se vede în figura 5.3, curentul propriu de alimentare a circuitului $\beta U 1010$ (cu terminalele 1, 2, 8 în gol) este format din curentul absorbit de referința de tensiune ($I_5 + I_{R10}$), curentul prin divizorul rezistiv $R_1 \dots R_4$ și curenții celor trei etaje comparatoare, fixați de generatoarele Q_7 , Q_{12} , Q_{18} . Alegînd pentru tensiunea de baterie valoarea tipică de 12 V și neglijînd curenții de bază ai tranzistoarelor, pentru curentul de alimentare se obține valoarea

$$I_{BAT} \simeq 3,35 \text{ mA.} \quad (5.23)$$

5.3. Parametri

5.3.1. Mărimi caracteristice

Mărimile caracteristice circuitului $\beta U 1010$ sînt indicate în tabelul 5.1. Depășirea valorilor limită absolută determină fie defectarea catastrofică a circuitului, fie ieșirea valorilor parametrilor din gama garantată de fabricant.

Tabelul 5.1

$\beta U 1010$

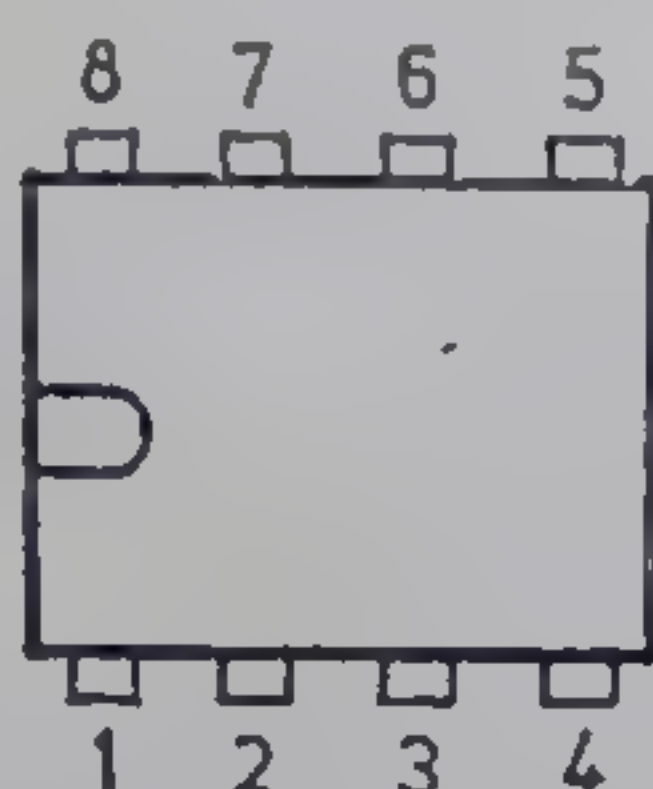
Circuit pentru semnalizarea stării electrice a bateriei de automobil

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea maximă de alimentare	20 V
Curentul maxim pe terminalele 1, 2, 8	25 mA
Puterea maximă disipată	300 mW
Gama temperaturilor de funcționare	-25°C ... + 85°C
Gama temperaturilor de stocare	-25°C ... + 125°C
Temperatura maximă a joncțiunii	+ 125°C

Tabelul 5.1 (continuare)
 $\beta U 1010$

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

capsula MP48
vedere de sus

- | | |
|--|-------------------------------------|
| 1. Ieșire „GALBEN“ | 5. Ajustare V_{REF} |
| 2. Ieșire „VERDE“ | 6. Tensiunea de referință V_{REF} |
| 3. V_{BAT} (borna \oplus a bateriei) | 7. Ieșire „ROȘU“ |
| 4. MASA (borna \ominus a bateriei) | |

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{BAT} = 8 \dots 16 \text{ V}$)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min	Tip	Max	Unități
Tensiunea de alimentare	V_{BAT}		8	12	16	V
Curentul de alimentare	I_{BAT}	$V_{BAT} = 12\text{V}$; fără sarcină		3,4	10	mA
Tensiunea de saturație a ieșirilor	$V_{O sat.}$	$I_{O sat.} = 10 \text{ mA}$		1,5	2,5	V
Curentul rezidual la ieșire	I_O	Ieșire blocată; $V_O = 0\text{V}$		0,5	50	μA
Tensiunea de referință	V_7	terminalele 6, 7 în scurtcircuit	3,13	3,25	3,37	V
Deriva termică a tensiunii de referință	$\Delta V_7 / \Delta T$	$T_A = -25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$		0,2		mV/°C

Nota. În prezent se află în curs de omologare varianta $\beta U 1010N$, care diferă de $\beta U 1010$ prin valoarea pragului la care se aprinde dioda electroluminescentă galbenă și cea roșie: acest prag are valoarea de 11,4 V (față de 10V la $\beta U 1010$) în conformitate cu normele OLTCIT:

5.3.2. Măsurători la fabricant

Fabricantul garantează parametrii electrice listați în tabelul 5.1 precum și diagrama funcțională de validare a ieșirilor din figura 5.1. Măsurătorile se fac cu ajutorul unui sistem automat de testare, comandat de calculator

pe baza unui program de test. Măsurarea pragurilor electrice se face cu terminalele 6 și 7 ale circuitului integrat scurtcircuitate. Se acceptă o dispersie a tensiunii de referință de ± 120 mV în jurul valorii de 3,25 V.

5.3.3. Măsurători la utilizator

Deoarece circuitul βU 1010 este realizat pentru o singură aplicație, schema de testare la utilizator este aceeași cu schema aplicației. Folosind un generator de tensiune reglabil și un voltmetru de precizie se măsoară pragurile de tensiune la care are loc aprinderea diodelor electroluminiscente și se ajustează tensiunea de referință scurtcircuitând convenabil terminalele 5, 6, 7. Se verifică diagrama funcțională de aprindere a diodelor.

5.4. Aplicații

5.4.1. Schema de utilizare tipică

În figura 5.7 este dată schema de utilizare a circuitului. Rezistențele R_R , R_G , R_V au rolul de a limita curentul prin diodele electroluminiscente la 5 ... 20 mA. Valoarea acestor rezistențe este dată de expresia:

$$R_{R, G, V} = \frac{V_{BAT} - V_{DIODA} - V_{O sat}}{I_{DIODA}} \quad (5.24)$$

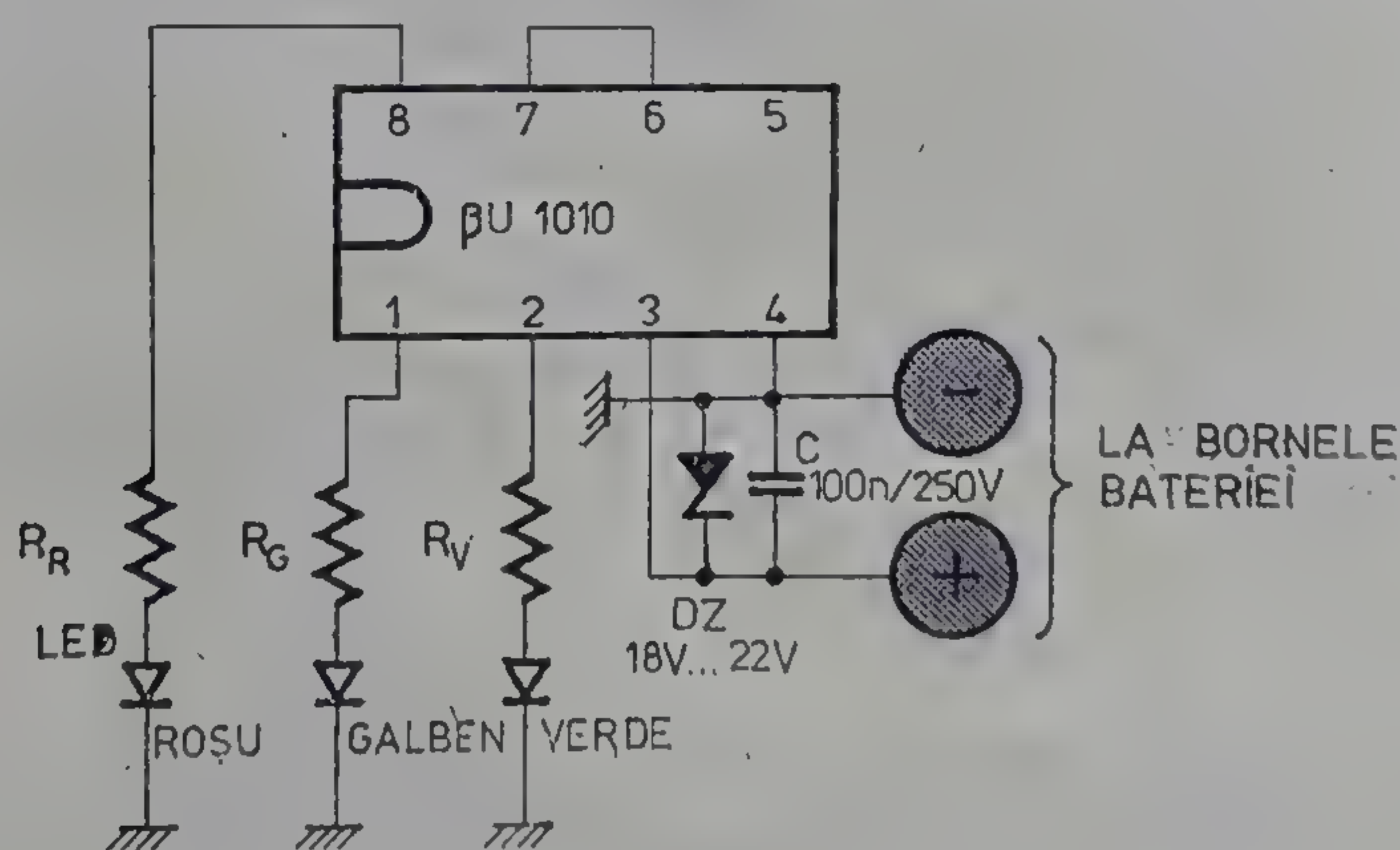


Fig. 5.7. Schema de principiu a aplicației circuitului βU 1010.

Pentru diode electroluminescente polarizate cu un curent tipic de 10 mA rezultă o rezistență de limitare

$$R \approx 1 \text{ k}\Omega. \quad (5.25)$$

Grupul C, DZ are rolul de a proteja circuitul integrat la virfurile parazite de tensiune apărute în circuitul de alimentare de la alternator sau bobina de inducție.

5.4.2. Referință de tensiune

O aplicație directă a circuitului $\beta U 1010$ o constituie furnizarea unei tensiuni de referință.

Alimentând circuitul între terminalele 3 și 4 cu o tensiune cuprinsă în gama 5 ... 20 V — terminalele 6 și 7 fiind scurtcircuitate — la terminalul 7 (V_{REF}) se obține o tensiune stabilizată de $3,25 \pm 0,12$ V cu un coeficient de temperatură tipic de 0,2 mV/°C. Curentul maxim care poate fi furnizat este de 3 mA (curentul iese din terminalul 7).

Valoarea tensiunii stabilizate se poate ajusta în trepte prin scurtcircuitarea convenabilă a terminalelor 5, 6, 7. În acest caz se poate obține o valoare de $3,25 \pm 0,04$ V (vezi paragraful 6.4.1.)

Pentru reglarea fină a valorii tensiunii stabilizate terminalul 6 se lasă în gol iar între terminalele 5 și 7 se conectează o rezistență reglabilă între 0 și 5 k Ω .

BIBLIOGRAFIE

1. P. R. Gray, R. G. Meyer,, Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare, Editura tehnică, București, 1983.

6

Generator de alarmă

βU 1011

6.1. Prezentarea circuitului

6.1.1. Destinație

βU 1011 este un circuit integrat original, avînd la bază o schemă electrică propusă de beneficiar și realizat utilizînd aria anologică neconectată *UNICIP* 1000.

Generatorul de alarmă este folosit în aplicațiile de automatizări care necesită sisteme de avertizare opto-acustice, securizări, protecții anti-furt etc. Structura modulară a schemei circuitului îl face de asemenea utilizabil în numeroase aplicații de electronică industrială (traductoare, semnalizări etc.) și cosmică.

6.1.2. Schema bloc

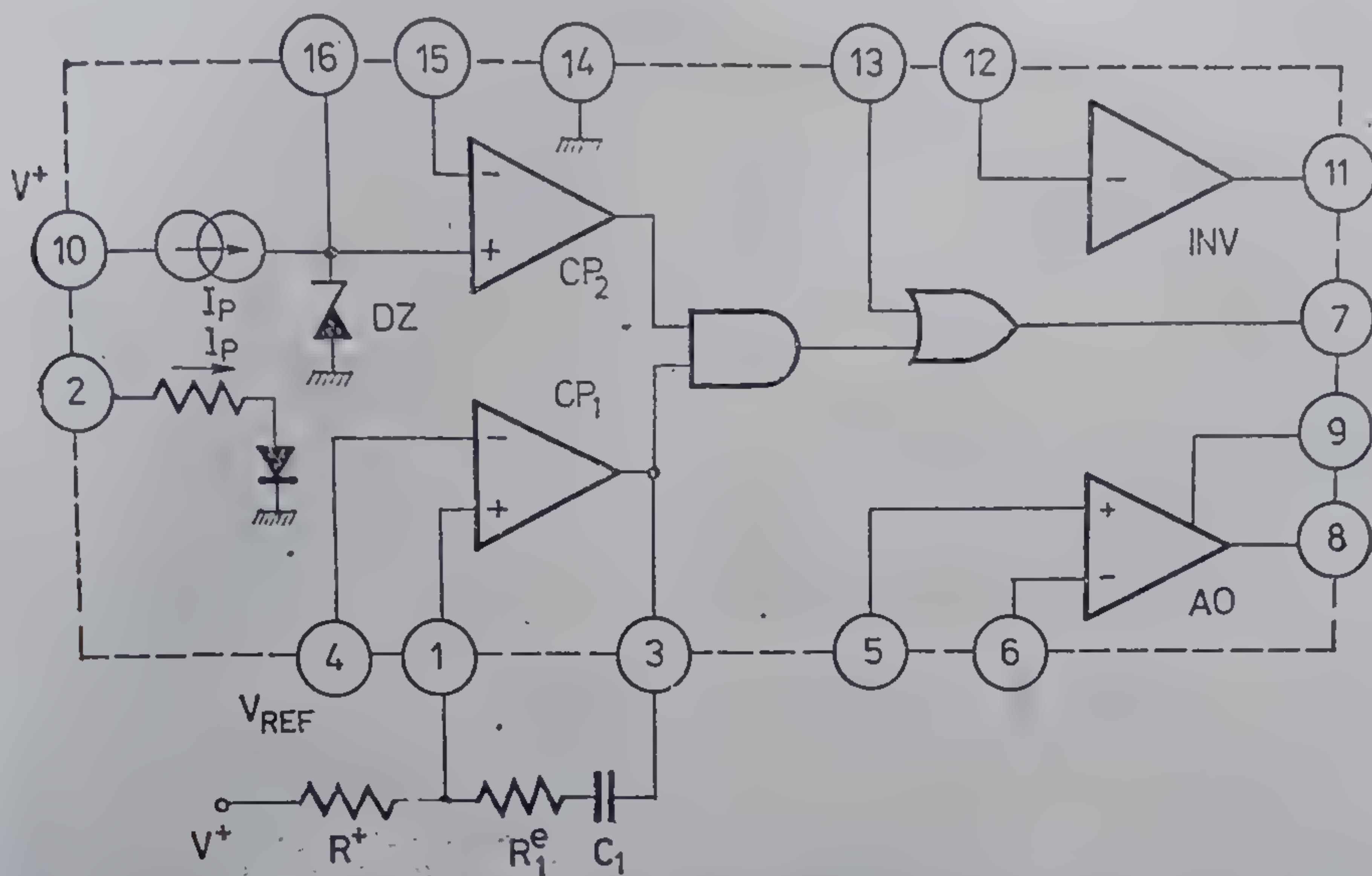
Schema bloc a generatorului de alarmă βU 1011 este dată în figura 6.1. Circuitul este compus din trei module independente.

- Blocul de alarmă conține o referință de tensiune Zener polarizată intern și două comparatoare CP_1 , CP_2 care comandă etajul de ieșire printr-o funcție logică de tip ȘI-SAȘI. Curentul de polarizare a diodei Zener, ca și curentul de alimentare al întregului circuit poate fi stabilit din exterior prin polarizarea convenabilă a terminalului 2. (Cifrele din cercuri semnifică numărarea terminalelor.)

- Amplificatorul operațional, *AO*,

- Amplificatorul inversor, *INV*

În schema tipică de utilizare comparatorul CP_1 este folosit pentru a se realiza un oscilator de relaxare, a cărui perioadă și factor de umplere ale oscilațiilor sînt fixate de circuitul exterior R^+ , R_1^+ , C_1 (vezi figura 6.1). În funcție de nivelul de tensiune aplicat pe terminalul 15, comparatorul CP_2 validează sau inhibă transmiterea acestor oscilații către ieșire (terminalul 7) declanșînd

Fig. 6.1. Schema bloc a circuitului integrat $\beta U 1011$.

sau nu alarma. Terminalul 13 este o intrare comandată din exterior cu nivele logice. Nivelul logic „1” validează permanent ieșirea de alarmă, indiferent de starea comparatoarelor CP_1 , CP_2 .

6.2. Schema electrică

Schema electrică de principiu a circuitului integrat $\beta U 1011$ este prezentată în figura 6.2.

6.2.1. Generatoarele de curent

Regimul de polarizare a componentelor din schema generatorului de alarmă este determinat de generatoarele de curent din figura 6.3. Curentul de referință I_P depinde de valoarea tensiunii, V_2 , aplicate din exterior terminalului 2:

$$I_P = \frac{V_2 - V_{BE4}}{R_2} = \frac{V_2 - 0,65}{30} \text{ mA}, \quad (6.1)$$

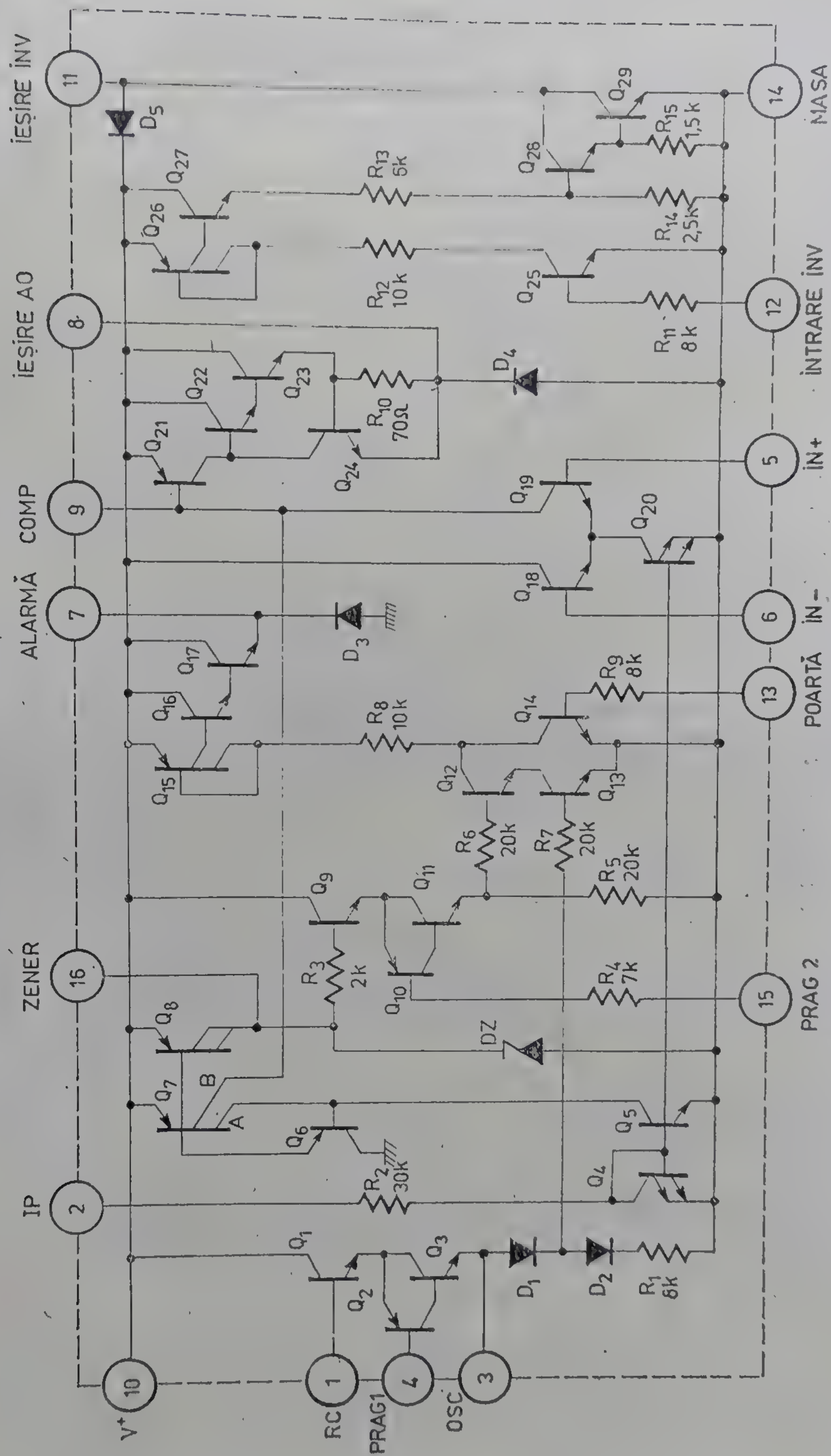


Fig. 6.2. Schema electrică de principiu a circuitului integrat BU 1011.

unde I_A^A și I_B^B sînt curenții prin cei doi colectori ai tranzistorului Q_7 . Generatorul Q_8 polarizează dioda Zener DZ (vezi figura 6.2) iar generatoarele Q_7 și Q_{20} polarizează amplificatorul operațional.

6.2.2. Comparatoarele

Comparatorul CP_1 (vezi figura 6.4) este format din tranzistoarele Q_1 , Q_2 , Q_3 și are ca sarcină în ieșire grupul D_1 , D_2 , R_1 . Grupul Darlington Q_2 , Q_3 formează un tranzistor echivalent pnp . Pentru ca prin tranzistoarele Q_1 , Q_3 să circule curent este necesar ca între terminalele de intrare (1 și 4) să existe o diferență de potențial (la 25°C):

$$V_1 + V_4 = V_{BE1} + V_{BE2} \approx 1,15 \text{ V.} \quad (6.7)$$

(La extremitățile gamei de temperatură $-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$ această valoare variază cu aproximativ $\pm 100 \text{ mV}$). În acest caz tranzistoarele Q_1 , Q_2 , Q_3 se deschid, iar potențialul ieșirii (terminalul 3) crește pînă în apropierea potențialului V_4 . Cînd tensiunea diferențială $V_1 - V_4$ are o valoare mai mică de $1,15 \text{ V}$, tranzistoarele Q_1 , Q_2 , Q_3 se blochează iar potențialul ieșirii V_3 devine nul.

Comparatorul CP_2 are o structură și o funcționare identică cu comparatorul CP_1 . El este format din tranzistoarele Q_9 , Q_{10} , Q_{11} și are ca sarcină în ieșire rezistorul R_5 (vezi figura 6.2). Acest etaj comparator are conectată una din

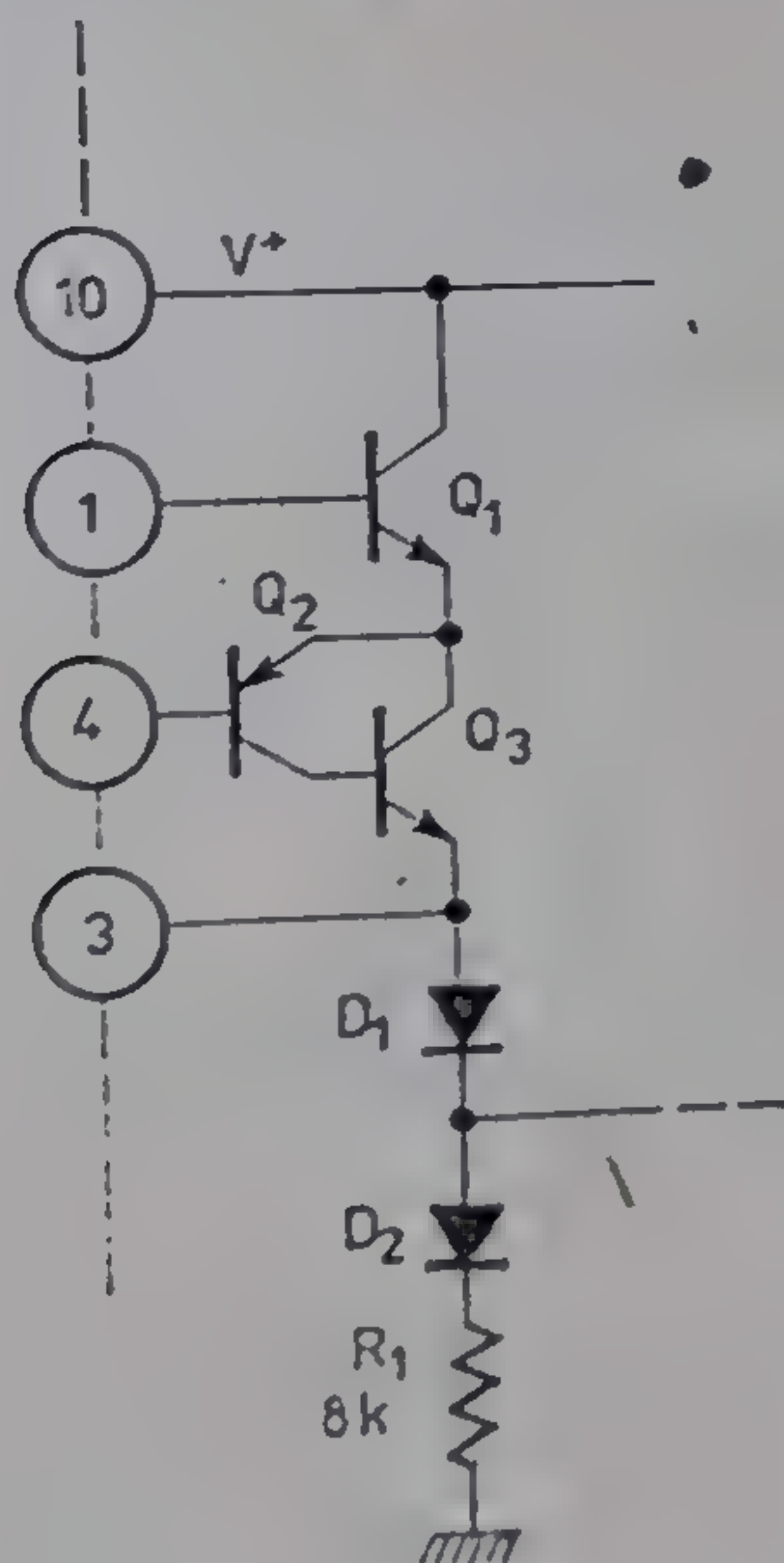


Fig. 6.4. Schema electrică a comparatorului CP_1 .

intrări la tensiunea de referință Zener (DZ), prin intermediul rezistorului R_3 . Deschiderea comparatorului are loc atunci când pe terminalul 15 se aplică o tensiune V_{15} de valoare (la 25°C)

$$V_{15} \lesssim V_Z - 1,15 \text{ V} \simeq 7,3 \text{ V} - 1,15 \text{ V} = 6,15 \text{ V}. \quad (6.8)$$

Rezistența R_4 are rolul de a limita curentul de bază al tranzistorului Q_{10} . Deși acest tip de etaj comparator are o tensiune de offset foarte mare (1,15 V) față de un comparator realizat cu montaj diferențial, el a fost totuși ales deoarece în starea „blocat” consumul de curent de la sursa de alimentare este nul. Acest fapt constituie un mare avantaj în aplicațiile în care generatorul de alarmă $\beta U 1011$ este alimentat de la surse de tensiune autonome (baterii electrice) și trebuie ca în starea de veghe să consume cât mai puțin.

6.2.3. Blocul logic de ieșire

Etajul de ieșire al blocului de alarmă (vezi figura 6.5) conține amplificatorul Q_{15} , Q_{16} , Q_{17} și circuitul de logică ȘI-SAU format din tranzistoarele Q_{12} , Q_{13} , Q_{14} și rezistoarele R_6 , R_7 , R_8 , R_9 . Amplificatorul de ieșire este un grup Darlington în care primul tranzistor (Q_{15}) funcționează ca oglindă de curent.

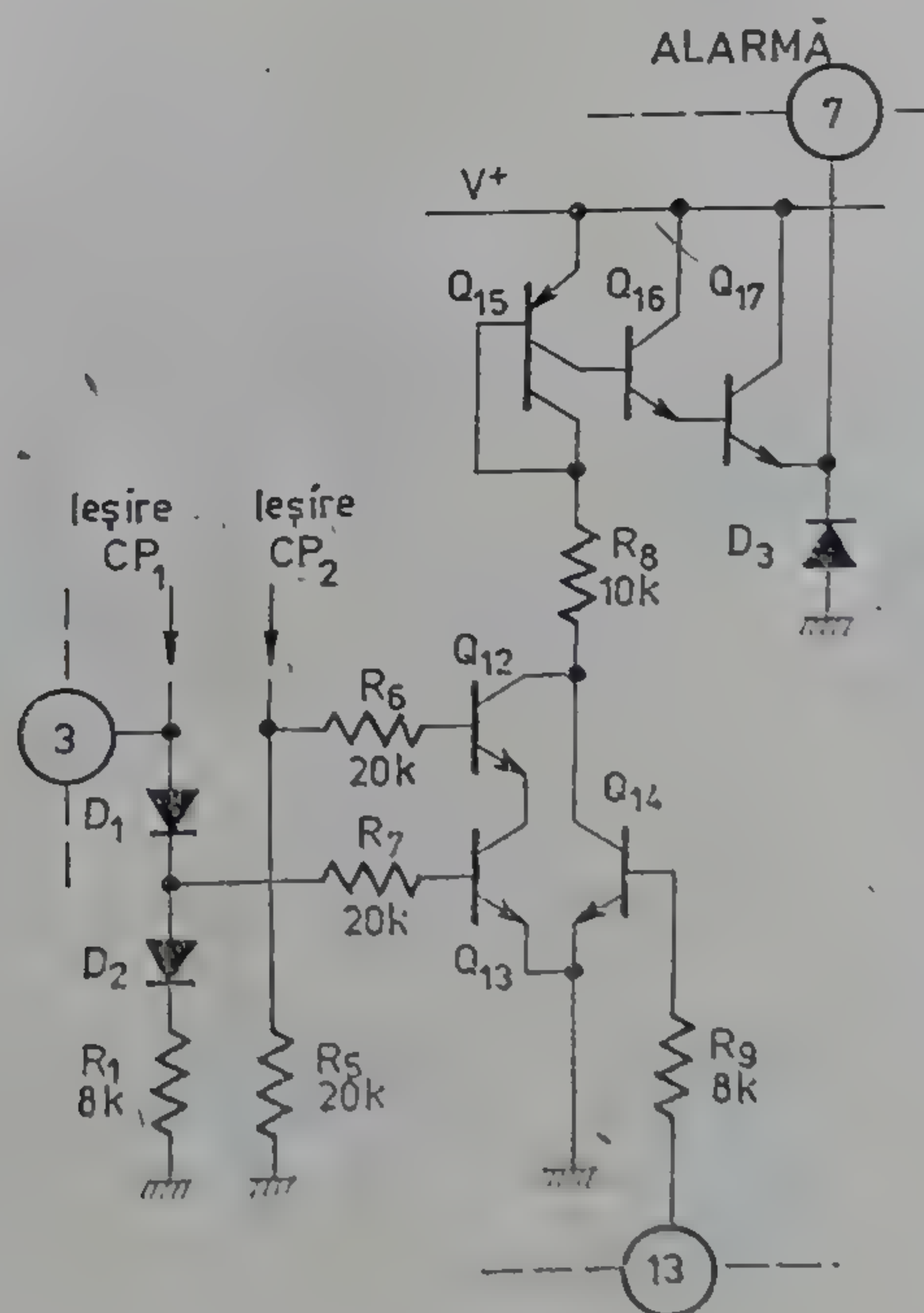


Fig 6.5. Etajul de ieșire al blocului de alarmă.

Acest grup este echivalent cu un tranzistor pnp de putere, putînd debita la terminalul 7 un curent de ieșire de 100 mA. Dioda D_3 (normal blocată) are rolul de a proteja ieșirea în aplicațiile în care sarcina este inductivă (bobine de relee etc.)

Amplificatorul este acționat de circuitul logic Q_{12}, Q_{13}, Q_{14} . Etajul de ieșire debitează curent prin terminalul 7 fie în cazul saturării simultane a tranzistoarelor Q_{12} și Q_{13} (poarta ȘI) fie în cazul saturării tranzistorului Q_{14} (poarta SAU) comandat prin exterior (terminalul 13) cu semnale logice, compatibile TTL. Rezistențele R_6, R_7, R_9 au rolul de a limita curenții de bază ai tranzistoarelor. Dioda D_1 deplasează pragul de comandă a saturării tranzistorului Q_{13} la valoarea

$$V_3 \approx 1,3 \text{ V}, \quad (6.9)$$

iar dioda D_2 facilitează saturarea la curenți de polarizare de valoare mică.

6.2.4. Amplificatorul operațional

Circuitul integrat $\beta U 1011$ are încorporat un amplificator operațional independent funcțional de celelalte blocuri.

După cum rezultă din figura 6.6, acesta este format din etajul diferențial de intrare Q_{18}, Q_{19}, Q_{20} , din amplificatorul de ieșire Q_{21}, Q_{22}, Q_{23} și din blocul

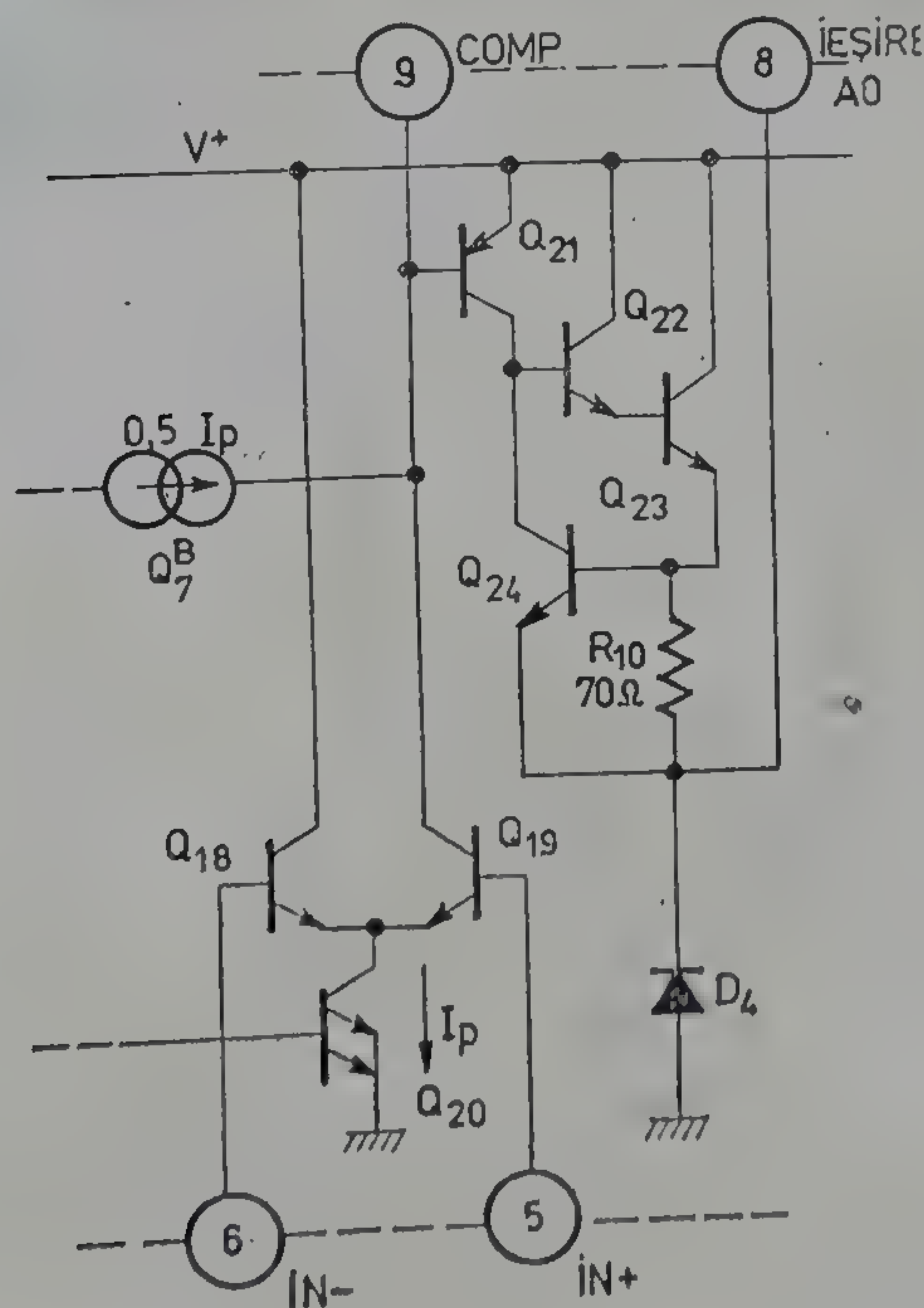


Fig. 6.6. Schema electrică a amplificatorului operațional.

de protecție Q_{24} , R_{10} , D_4 . Etajul de intrare este un diferențial standard cu generator de curent în emitoare (Q_{20}). Curentul generatorului este fixat la valoarea $I_{20} = I_P$ (conform relației 6.4). La echilibru curenții de colector ai tranzistoarelor Q_{18} , Q_{19} au valoarea:

$$I_{18} = I_{19} = 0,5 I_P. \quad (6.10)$$

Tranzistorul Q_{19} absoarbe acest curent din generatorul Q_7 (vezi figura 6.2). Etajul de ieșire, format din grupul Darlington Q_{21} , Q_{22} , Q_{23} este comandat asimetric de către Q_{19} . Presupunând ieșirea conectată printr-o rezistență R_L la masă, câștigul în tensiune (A_v), cu bucla deschisă, al amplificatorului operațional este dat de relația:

$$A_v = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,5 I_P}{V_T} \beta_{21} \beta_{22} \beta_{23} R_L, \quad (6.11)$$

β_{21} , β_{22} , β_{23} fiind câștigurile statice de curent ale tranzistoarelor respective. De exemplu pentru un curent de polarizare $I_P = 100 \mu A$ și o rezistență de sarcină $R_L = 1 k\Omega$ câștigul în tensiune al amplificatorului are valoarea tipică:

$$A_v = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,5 \cdot 100 \mu A}{26 mV} \cdot 10 \cdot 100 \cdot 100 \cdot 1 k\Omega \approx 100 dB \quad (6.12)$$

Grupul de protecție Q_{24} , R_{10} limitează curentul debitat de amplificator (pe terminalul 8) la o valoare:

$$I_{8max} = \frac{V_{BE24}}{R_{10}} = 8 \dots 10 mA. \quad (6.13)$$

La fel ca și ieșirea blocului de alarmă, ieșirea amplificatorului operațional este protejată pentru cazul lucrului pe sarcini inductive; ca element de protecție se folosește dioda D_4 .

Compensarea în frecvență a amplificatorului se face în exteriorul circuitului integrat, prin conectarea unui capacitor între terminalele 8 și 9.

De asemenea terminalul 9 poate servi ca intrare de strob, deoarece conectarea lui la linia de alimentare (V^+) duce la blocarea tranzistorului Q_{21} , deci a întregului etaj de ieșire.

6.2.5. Amplificatorul inversor

La fel ca și amplificatorul operațional, amplificatorul inversor constituie tot un bloc autonom în circuitul integrat $\beta U 1011$. În figura 6.7 este dată schema sa electrică. Aplicând la intrare (terminalul 12) o tensiune mai mare de 0,7 V, tranzistorul Q_{25} se deschide antrenând deschiderea oglinzii de curent Q_{26} și a tranzistorului Q_{27} care comandă mai departe grupul Darlington Q_{28} .

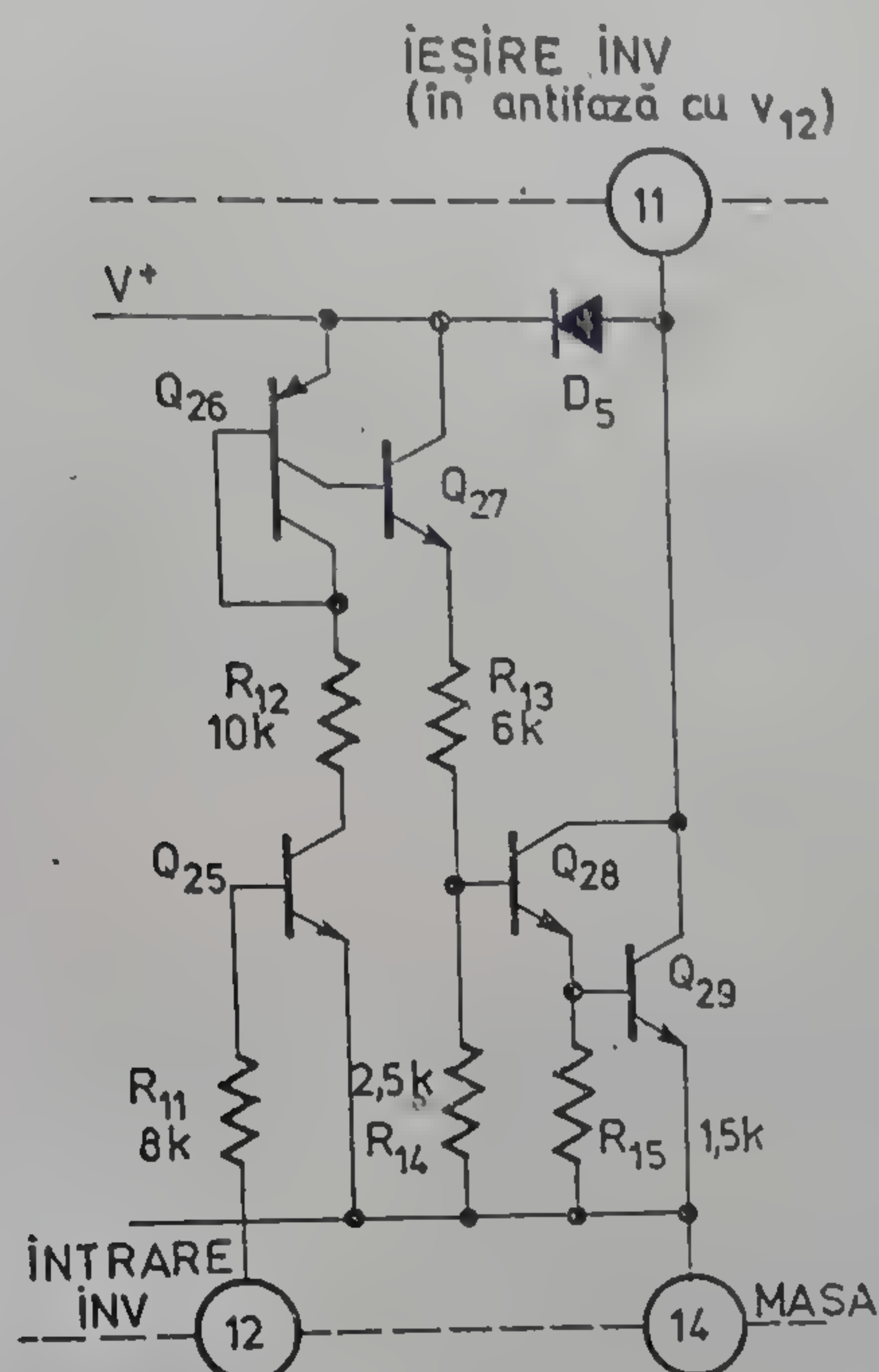


Fig. 6.7. Schema electrică a amplificatorului inversor.

Q_{29} . Tranzistorul de ieșire Q_{29} suportă un curent de colector de 100 mA. Dioda D_5 protejează ieșirea la regimul tranzitoriu pe sarcini inductive. În aplicațiile tipice, amplificatorul inversor oferă împreună cu blocul de alarmă două ieșiri de putere (una *absoarbe*, cealaltă *debitează* curent) pentru comanda stimulilor optici și acustici de semnalizare.

6.2.6. Consumul în regim de așteptare

După cum s-a menționat și în paragraful 6.2.2., schéma electrică a generatorului de alarmă $\beta U 1011$ a fost special proiectată astfel încât în regim de așteptare (în lipsa situației de alarmă) circuitul integrat să consume cât mai puțin curent de la sursa de alimentare. Această măsură este impusă de faptul că în general sistemele de alarmă nu sînt alimentate de la rețeaua industrială, ci de la surse locale de curent (baterii de acumulate) a căror viață trebuie prelungită cât mai mult.

Pentru a calcula consumul circuitului integrat în regim de așteptare se fac următoarele presupuneri (vezi figura 6.2.):

— terminalul 2 (IP) este conectat printr-o rezistență serie R_p la terminalul 10 (V^+);

— comparatoarele CP_1 și CP_2 au tensiunea diferențială de intrare nulă, adică sînt în starea „blocat”;

- terminalele de intrare, 12 și 13, sînt conectate la masă;
- amplificatorul operațional are etajul de intrare echilibrat și ieșirea în gol.

În aceste condiții singurul consumator de curent din circuit este etajul generatoarelor de curent. Curentul total absorbit de circuit are valoarea:

$$I_{TOT} = I_P + I_7^A + I_7^B + I_8 + I_{18}, \quad (6.14)$$

unde s-a notat cu I_P valoarea curentului de referință prin terminalul 2 și s-au neglijat curenții de bază ai tranzistoarelor Q_7, Q_8 . Făcînd apel la relațiile 6.5, 6.6 și 6.10, relația 6.14 devine:

$$I_{TOT} = I_P + 0,5 I_P + 0,5 I_P + I_P + 0,5 I_P = 3,5 I_P. \quad (6.15)$$

Fixînd, de exemplu, curentul prin terminalul 2 la valoarea de $100 \mu A$, consumul circuitului integrat $\beta U 1011$ în regim de așteptare are valoarea

$$I_{TOT} = 350 \mu A. \quad (6.16)$$

Notă: Valoarea minimă a curentului I_P este de $20 \mu A$. Se pot selecta însă circuite $\beta U 1011$ (avînd $\beta_{npn} > 250$) care să lucreze și la curenți de polarizare $I_P = 5 \dots 10 \mu A$.

Valoarea maximă a curentului I_P este de $0,6 mA$.

6.3. Parametri

6.3.1. Mărimi caracteristice

Mărimile caracteristice ale circuitului integrat $\beta U 1011$ sînt prezentate în tabelul 6.1. Prin depășirea valorilor limită absolută se riscă distrugerea circuitului sau în cel mai bun caz ieșirea sa din parametri.

Tabelul 6.1

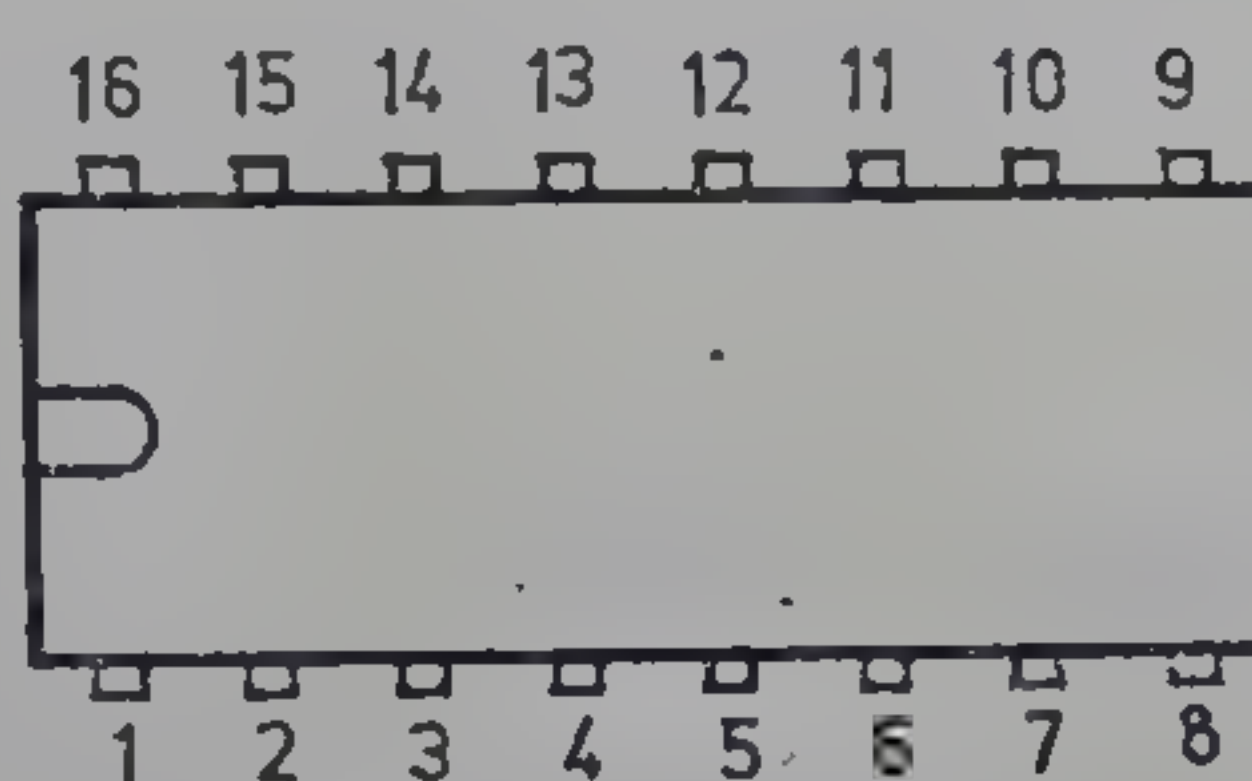
$\beta U 1011$	
Generator de alarmă	
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ	
Tensiunea maximă de alimentare, V^+ (terminalul 10)	20 V
Tensiunea maximă pe terminalul 2, V_2	20 V
Tensiunea maximă pe terminalele 1, 5, 6, 8, 9, 11	20 V
Tensiunea diferențială, $V_1 - V_4$	1,5 V
Tensiunea diferențială, $V_5 - V_6$	6 V
Curentul maxim prin terminalele 1, 4, 12, 13, 15	1,5 mA
Curentul maxim prin terminalul 2	0,6 mA
Curentul maxim prin terminalul 16 (polarizare ZENER)	10 mA

Tabelul 6.1 (continuare)

 $\beta U 1011$

Curentul maxim de ieșire, I_7, I_{11}	150 mA
Gama temperaturilor de funcționare	$-25 \dots + 85^\circ\text{C}$
Gama temperaturilor de stocare	$-55 \dots + 125^\circ\text{C}$
Temperatura joncțiunii	$+ 125^\circ\text{C}$
Puterea disipată	500 mW
Rezistența termică joncțiune-ambiant	200°C/W

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



căpsulă MP 117
vedere de sus.

1 RC	9 Compensare
2 I_P , curent de polarizare	10 Alimentare, V^+
3 OSC	11 Ieșire INV
4 PRAG 1	12 Intrare INV
5 IN^+	13 Poartă
6 IN^-	14 Masă
7 Alarmă	15 PRAG 2
8 Ieșire AO	16 Zener

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 12\text{ V}$, $V_2 = 12\text{ V}$)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul prin terminalul 2	I_2	$V_2 = 12\text{ V}$	0,25	0,37	0,5	mA
Tensiunea ZENER	V_{10}		6,8	7,3	7,8	V
Curentul rezidual de ieșire	$-I_{7R}$	$V_7 = V_{13} = 0$; $V_{15} = 8\text{ V}$		0,5	50	μA
	I_{11D}	$V_{12} = 0$; $V_{11} = 10\text{ V}$		0,5	50	μA
Tensiunea de saturație la ieșire	V_{10-7}	$V_{13} = 4\text{ V}$; $I_7 = -100\text{ mA}$		2	3	V
	V_{11}	$V_{13} = 4\text{ V}$; $I_{11} = 100\text{ mA}$		1,5	2	V

Tabelul 6.1. (continuare)
 βU 1011

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea directă a diodei de protecție a ieșirii	$-V_{7D}$	$V_7 = V_{13} = 0;$ $V_{15} = 8V$ $I_7 = -10 \text{ mA}$		0,9	1,5	V
	V_{11-10D}	$V_{12} = 0; I_{11} = 10 \text{ mA}$		0,9	1,5	V
Curentul de intrare	I_{12} I_{13}	$V_{12} = 2,4 \text{ V}$ $V_{13} = 2,4 \text{ V}$		0,2 0,2	0,4 0,4	mA mA
AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL						
Tensiunea de offset	V_{OS}	$I_2 = 100 \mu A$		1	10	mV
Câștigul în tensiune cu bucla deschisă	A_v	$R_{8-14} = 1k\Omega$	10^4	10^5		
Curentul rezidual de ieșire	$-I_{8R}$	$V_{5-6} = -1V; V_3 = 0$		0,5	50	μA
Curentul de scurtcircuit	$-I_{9S}$	$V_{5-6} = 1V; V_3 = 0$	7	9	11	mA
Tensiunea de saturație	V_{10-8}	$V_{5-6} = 1V;$		1,9	2,5	V
Tensiunea directă a diodei de protecție	$-V_{8D}$	$V_{5-6} = -1V;$ $I_8 = 10 \text{ mA}$		0,9	1,5	V

6.3.2. Măsurători la fabricant

În afară de caracteristicile electrice prezentate în tabelul 6.1, fabricantul mai garantează și testarea funcțională a blocului de alarmă. Aceasta presupune verificarea funcției logice $\text{SI-SA}\bar{U}$ prin acționarea intrărilor blocurilor comparatoare și a intrării POARTA (terminalul 13).

Măsurătorile la fabricant se fac pe un sistem standard de testare, comandat de calculator pe baza unui program de test. Stimulii aplicați pe intrări sînt dați de surse programabile de tensiune cu limitare de curent la valori de asemenea programabile. Măsurătorile se execută cu o sursă statică de tensiune/curent, programabilă în toate cele patru cadrane ale planului I/V . Testarea circuitului βU 1011 la fabricant nu reclamă deci o schemă specifică de test.

6.3.3. Măsurători la utilizator

Datorită aparaturii de măsură modeste din dotare, majoritatea utilizatorilor sînt complexați de perspectiva testării unui circuit integrat. De cele mai multe ori acesta este testat chiar în montajul de aplicație, iar dacă rezul-

tatele nu sînt cele scontate de vină este, bineînțeles, integratul. Concluzia devine axiomă în momentul în care, testînd în această manieră 20 ... 30 de circuite, utilizatorul găsește două sau trei bucăți care funcționează „normal”.

Pentru a înlătura dubiile în privința circuitului integrat $\beta U 1011$ se recomandă folosirea schemei de test din figura 6.8.

Departe de a face o testare exhaustivă, montajul verifică funcționarea blocurilor circuitului în condițiile oferite de aplicațiile tipice pentru care este recomandat.

- Funcționarea blocului de alarmă se verifică folosind întrerupătoarele K_1 și K_2 . K_1 închis și K_2 deschis comandă aprinderea intermitentă a diodei electroluminescente LED_1 . Regimul oscilatoriu este generat de comparatorul CP_1 , polarizat de grupul R^+ , R_1 , C_1 în configurație de oscilator de relaxare. Întrerupătorul K_2 închis duce la aprinderea permanentă a diodei LED_1 , indiferent de starea lui K_1 . Întrerupînd K_1 și K_2 , dioda LED_1 se stinge.

- Amplificatorul operațional este în configurație de repetor și are intrarea neînversoare conectată la tensiunea de referință Zener. Verificarea acestuia se face cu voltmetrul V . Comutînd K_4 cînd pe o poziție cînd pe cealaltă, tensiunea citită de voltmetru trebuie să aibă aceeași valoare, situată în intervalul 6,8 ... 7,8 V.

- Amplificatorul inversor se verifică acționînd întrerupătorul K_3 , care atunci cînd este închis comandă aprinderea diodei electroluminescente LED_2 .

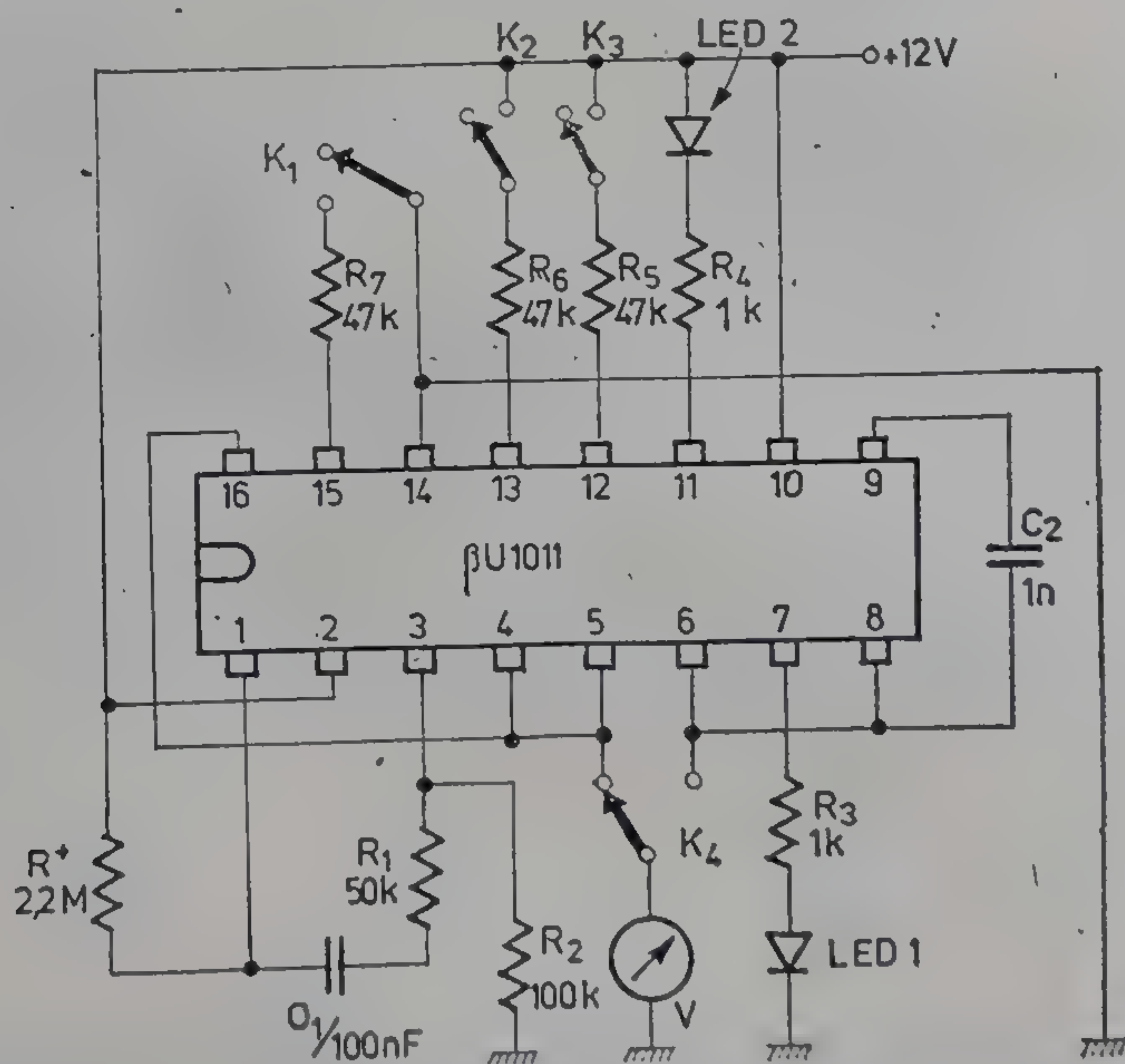


Fig. 6.8. Schemă recomandată pentru verificarea funcționării circuitului integrat $\beta U 1011$.

6.4. Aplicații

Deoarece de a epuiza subiectul, aplicațiile prezentate în continuare au doar scopul de a da cititorului o idee despre numeroasele posibilități de utilizare a circuitului integrat $\beta U 1011$, de a-i deschide apetitul pentru aplicații în cele mai diverse domenii: electronică industrială, electronică medicală, aparatură de uz casnic, jucării etc.

6.4.1. Oscilator de relaxare

În circuitul integrat $\beta U 1011$ comparatorul CP_1 a fost special proiectat pentru a realiza cu ușurință un oscilator de relaxare.

În figura 6.9, *a* este prezentată schema electrică a unui astfel de oscilator, iar în figura 6.9, *b* formele de undă care ilustrează funcționarea.

La conectarea tensiunii de alimentare ($t = 0$) tranzistoarele Q_1 , Q_2 , Q_3 sînt blocate, condensatorul C_1 încărcîndu-se prin R^+ , R_1^e , D_1 , D_2 , R_1 . În momentul în care valoarea tensiunii V_1 depășește cu circa 1,2 V potențialul V_{REF}

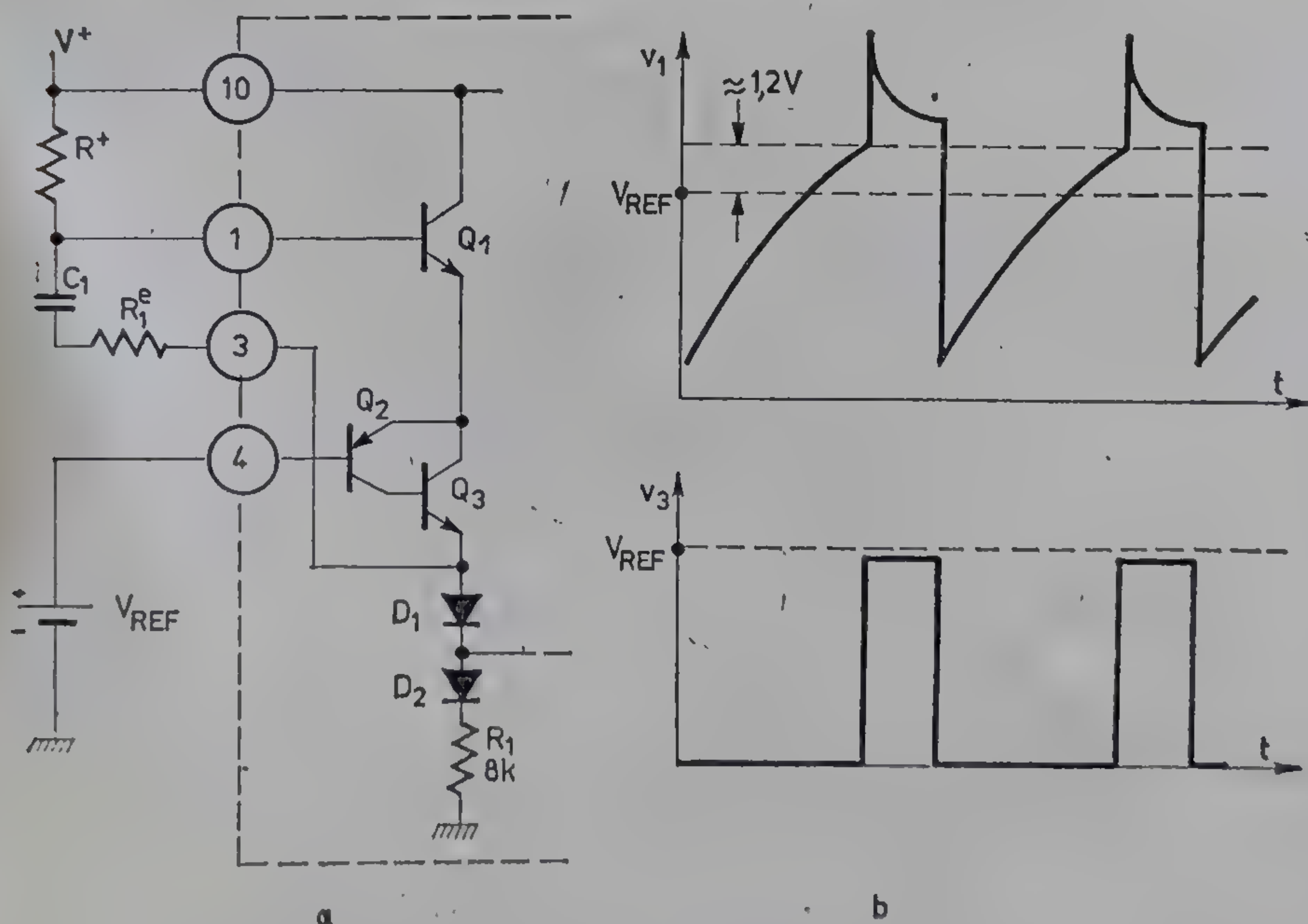


Fig. 6.9. Schema electrică și diagramele de funcționare ale oscilatorului de relaxare.

de pe terminalul 4, tranzistoarele Q_1, Q_2, Q_3 se deschid iar condensatorul C_1 se descarcă pe ochiul Q_1, Q_2, Q_3, R_1^e .

Pentru $R^+ = 1 \text{ M}\Omega$, $C_1 = 1 \text{ nF}$, $R_1^e = 100 \text{ k}\Omega$, $V^+ = 12 \text{ V}$, frecvența de oscilație are valoarea tipică de 700 Hz. Valoarea frecvenței de oscilație este practic *invers proporțională* cu valoarea condensatorului C_1 .

Dacă, datorită alegerii grupului R^+, R_1^e, C_1 , potențialul V_3 menține ieșirea blocului de alarmă permanent saturată (deși oscilatorul funcționează normal) se recomandă conectarea unei rezistențe de 50 ... 200 k Ω între terminalul 3 și masă.

Pentru tensiuni de alimentare mai mari de 10 V se recomandă să se utilizeze ca tensiune de referință, V_{REF} , chiar tensiunea Zener de pe terminalul 16 al circuitului integrat.

6.4.2. Generator de semnale Morse

În figura 6.10 se dă schema unei aplicații de uz didactic a circuitului $\beta U 1011$. Este vorba de un generator de semnale optoacustice care pot fi modulate în codul Morse.

Schema configurează un etaj oscilator (cu grupul R^+, R_1, C_1) având frecvența de oscilație de circa 700 Hz. Oscilațiile sînt transmise la ieșire (terminalul 7) prin închiderea comutatorului M , care acționează poarta logică „SI” a etajului de ieșire. Ieșirea mai comandă în afară de difuzor și amplificatorul inversor din circuitul integrat care are ca sarcină un bec cu incandescentă de 12 V/0,2 A. În mod opțional, terminalul 7 se poate conecta printr-un condensator la o linie de transmisiuni.

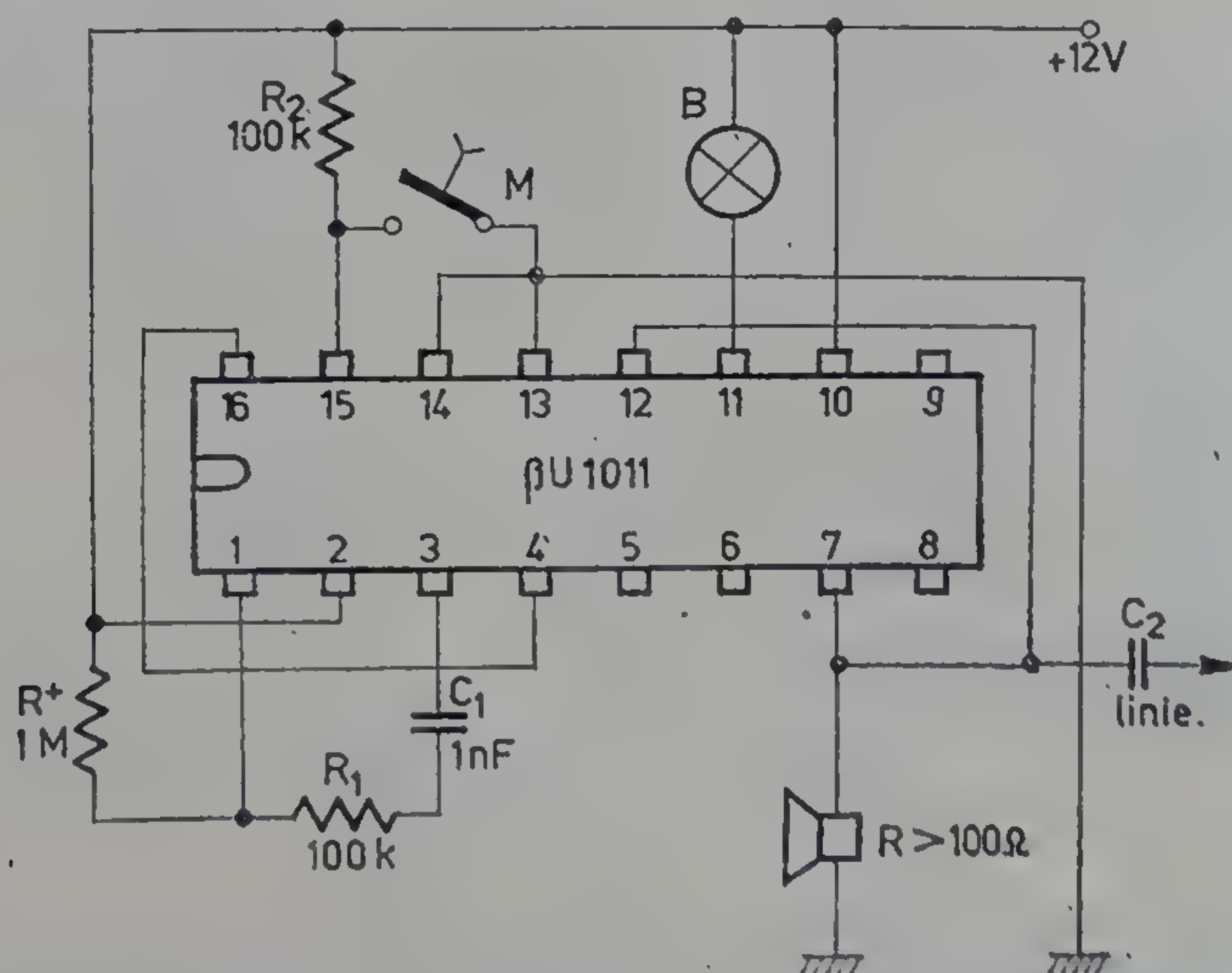


Fig. 6.10. Schema electrică a generatorului de semnale Morse.

6.4.3. Senzor de tensiune de alimentare scăzută

În cazul în care generatorul de alarmă $\beta U 1011$ este alimentat de la surse autonome de tensiune (baterii de acumulator) există riscul ca funcționarea montajului să fie compromisă de descărcarea în timp a acumulatorului. Circuitul $\beta U 1011$ a fost special proiectat pentru a genera semnale de alarmă atunci când tensiunea de alimentare scade sub un prag admisibil impus de schema aplicației respective.

În acest scop se folosește blocul comparator CP_2 care are una din intrări polarizată cu tensiunea de referință a diodei Zener (vezi figura 6.11). Principiul aplicației presupune polarizarea celeilalte intrări (terminalul 15) de pe un divizor rezistiv R_1, R_2 , alimentat la V^+ (vezi figura 6.11). Atunci când, datorită tensiunii de alimentare reduse, potențialul terminalului 15 scade sub valoarea tensiunii Zener comparatorul CP_2 basculează, validând trecerea impulsului de la oscilatorul de relaxare CP_1 către ieșire. Consecința este aprinderea intermitentă a diodei electroluminiscente LED . Raportul de divizare al divizorului R_1, R_2 se calculează folosind relația:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_{ZENER} - 1,2 \text{ V}}{V_{min}^+} \approx \frac{6 \text{ V}}{V_{min}^+}, \quad (6.17)$$

unde V_{min}^+ reprezintă valoarea minimă admisă a tensiunii de alimentare. Pentru ca montajul să funcționeze corect se recomandă o tensiune de alimentare V_{min}^+ de cel puțin 8 V.

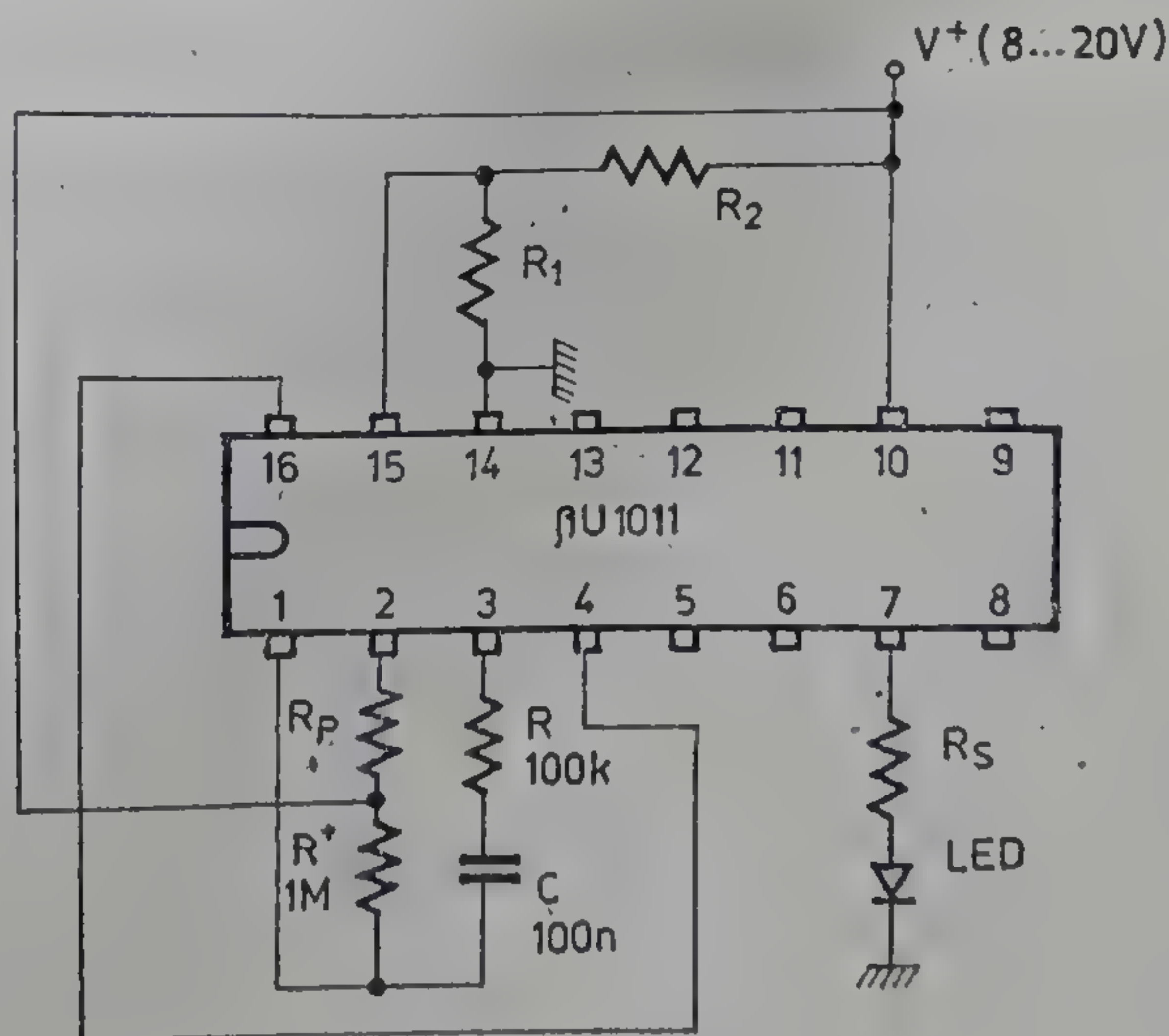


Fig. 6.11. Schema electrică a senzorului de tensiune de alimentare scăzută.

6.4.4. Detector de stări de avarie

În figura 6.12 se dă schema electrică a unui detector de avarie a cărui excitare se realizează cu o punte rezistivă R_4, R_5, R_6, R_7 . Principiul de funcționare este următorul: una sau mai multe componente din grupul $R_4 \dots R_7$ constituie senzori sensibili la starea de avarie. Puntea polarizează intrările amplificatorului operațional aflat în buclă deschisă (configurație de comparator). În starea de veghe puntea este echilibrată iar amplificatorul blocat. La apariția avariei valoarea rezistenței senzorilor se modifică, puntea se dezechilibrează și comandă bascularea comparatorului. Acesta validează la rândul lui intrarea „SAU” a generatorului de alarmă (care comandă în curent continuu un sistem acustic) și (prin intermediul diodei D_1) amplificatorul inversor care are ca sarcină dioda electroluminescentă LED.

Schema aceasta cuprinde și sistemul de avertizare la scăderea tensiunii de alimentare prezentat în paragraful anterior (grupul exterior P, R^+, R_1, C_1). În plus, prin circuitul de derivare C_2, R_2, R_3 , ieșirea oscilatorului trimite pulsuri de scurtă durată pe intrarea amplificatorului inversor, aceasta avînd ca efect aprinderea intermitentă a diodei D_2 atunci cînd detectorul se află în regim de așteptare. Căderea tensiunii de alimentare este semnalizată pe difuzorul conectat între terminalul 7 și masă.

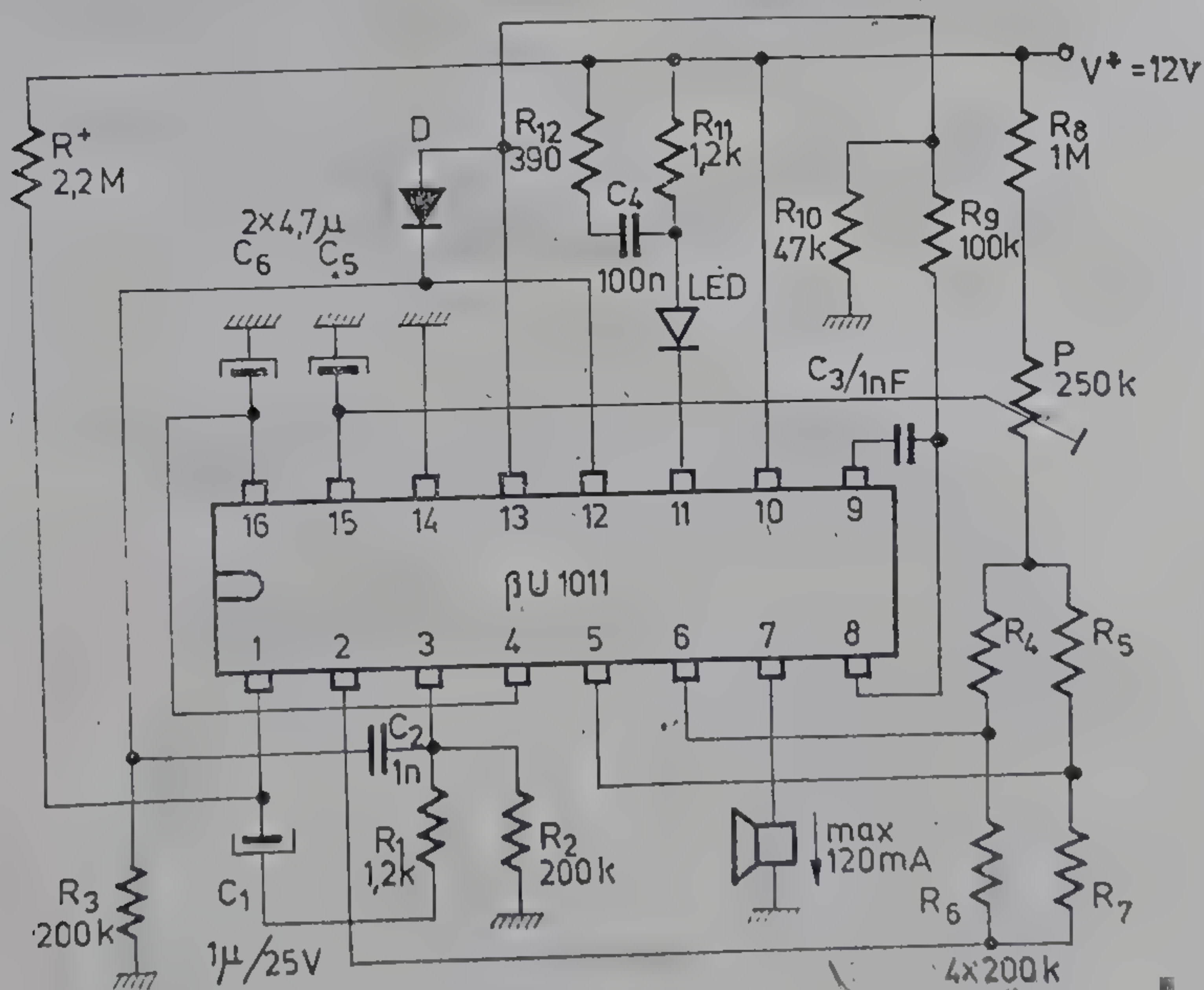


Fig. 6.12. Schema electrică a detectorului de stări de avarie.

6.4.5. Detector de flăcără

O problemă cheie la detectoarele de incendii o constituie sesizarea flăcărilor pe orice fond luminos (noapte sau zi). Soluția oferită în figura 6.13 se bazează pe observația că flăcările, a căror luminozitate este variabilă generează într-un fototranzistor (*FT*) un curent variabil în timp. Acest curent dă naștere pe rezistența R_{13} unei căderi de tensiune variabilă în timp a cărei componentă alternativă este amplificată și redresată de amplificatorul operațional din circuitul integrat. Pentru această funcție s-au folosit componentele exterioare D_2 , R_8 , C_3 , C_5 . Tensiunea redresată (monoalternanță) este filtrată de grupul R_9C_4 și comandă direct intrarea *POARTA* (terminalul 13) a generatorului de alarmă. După cum rezultă din figură, ieșirea generatorului este cuplată și ea la intrare creind astfel o reacție pozitivă ce menține generatorul în stare de alarmă. Simultan este acționat și amplificatorul inversor (prin dioda D_1) care aprinde continuu dioda electroluminiscentă *LED*. Oprirea alarmei se face manual, prin întreruperea buclei de reacție pozitivă a generatorului de alarmă (comutatorul *RESET* întrerupt). Montajul electric are un divizor de tensiune format din rezistoarele R_4 , R_5 , R_6 , R_7 care furnizează: tensiunea de referință pentru oscilator (V_{15}), tensiunea de referință pentru comparatorul CP_2 (V_4), tensiunea de mod comun pentru amplificatorul operațional (V_5) și curentul de polarizare a generatoarelor de curent ($I_2 = I_P$).

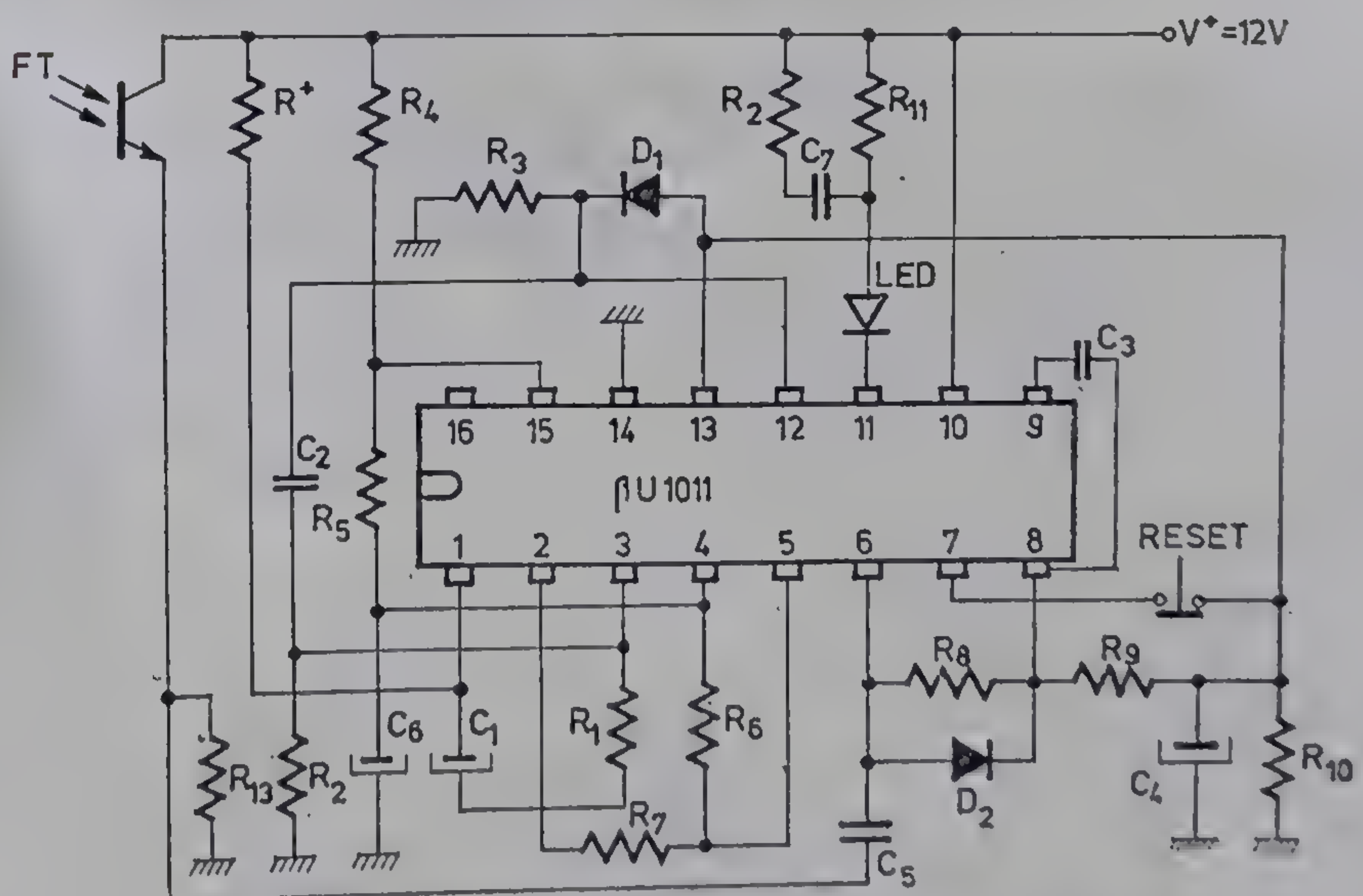


Fig. 6.13. Schema de principiu a detectorului de flăcără.

Ca și în aplicația anterioară, există și aici sistemul de semnalizare a căderii tensiunii de alimentare și sistemul de aprindere intermitentă a diodei LED în regim de așteptare.

6.4.6. Avertizor pentru îngrijirea nou-născuților

Este cunoscut faptul că schimbarea promptă a scutecelor reprezintă o permanentă problemă a proaspetelor mame. Montajul prezentat în figura 6.14 vine în ajutorul acestora, oferind un sistem eficace de semnalizare optică a situației în care lenjeria nou-născuților trebuie schimbată.

Principiul de funcționare a generatorului de alarmă este același ca la exemplele anterioare. Amplificatorul operațional lucrează în regim de comparator și are una din intrări ($IN+$) polarizată de grupul R_3, R_4 cu jumătate din tensiunea de alimentare. Cealaltă intrare ($IN-$) este polarizată de grupul R_5, R_6 și de traductorul de umiditate P . În mediu uscat, traductorul are o rezistență de ordinul zecilor de $M\Omega$; ca urmare valoarea tensiunii aplicate pe intrarea inversoare este apropiată de V^+ iar amplificatorul operațional are etajul de ieșire blocat. Într-un mediu lichid (soluție de săruri minerale) rezistența traductorului scade la câteva sute de $k\Omega$ datorită conducției ionice; amplificatorul operațional schimbă de stare la ieșire și comandă (pe terminul 16) declanșarea alarmei.

Traductorul de umiditate se realizează practic pe un cablaj imprimat având traseele de metalizare ca în figura 6.15. Acesta se conectează la montaj

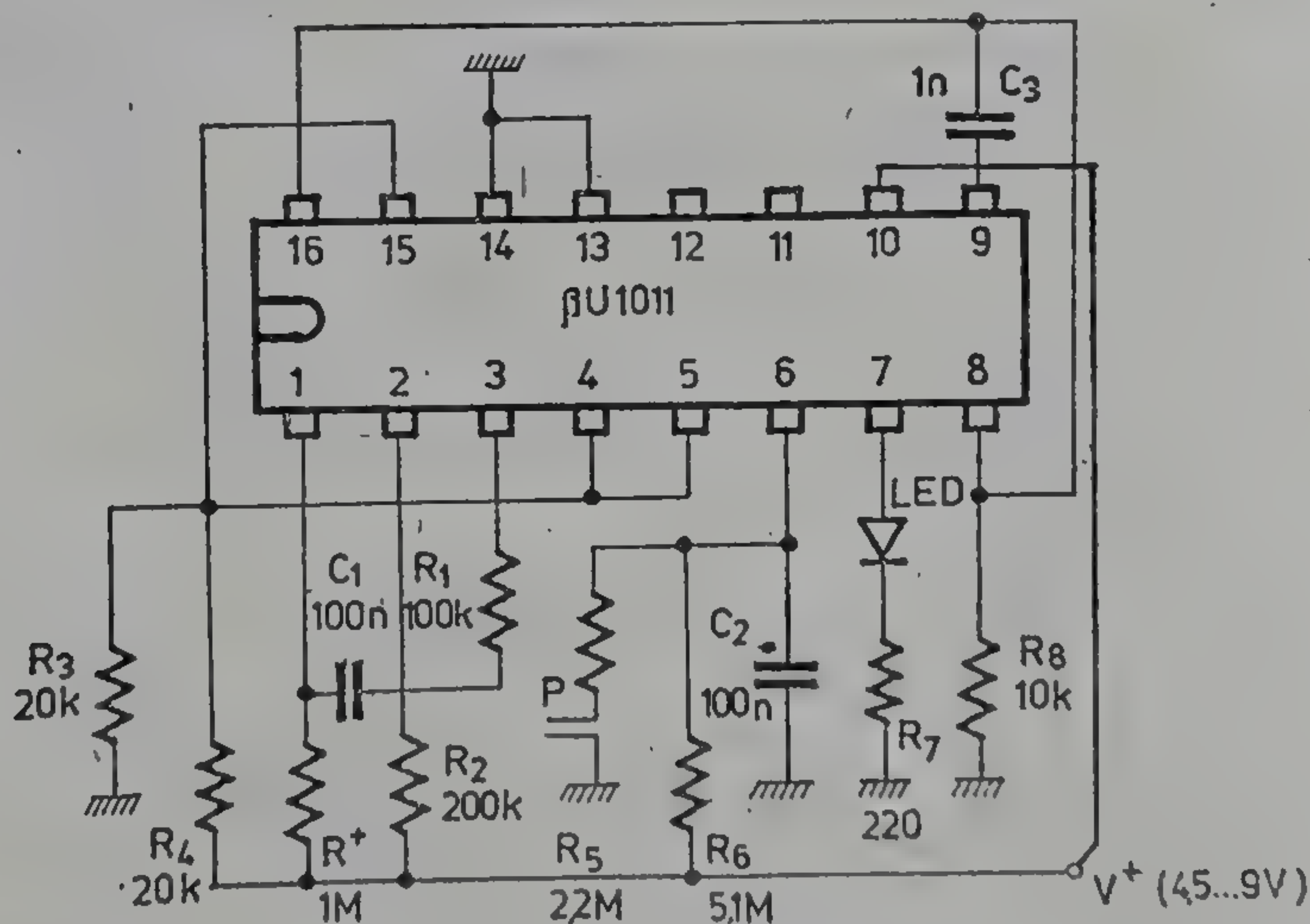


Fig. 6.14. Schema electrică a avertizorului pentru îngrijirea nou-născuților.

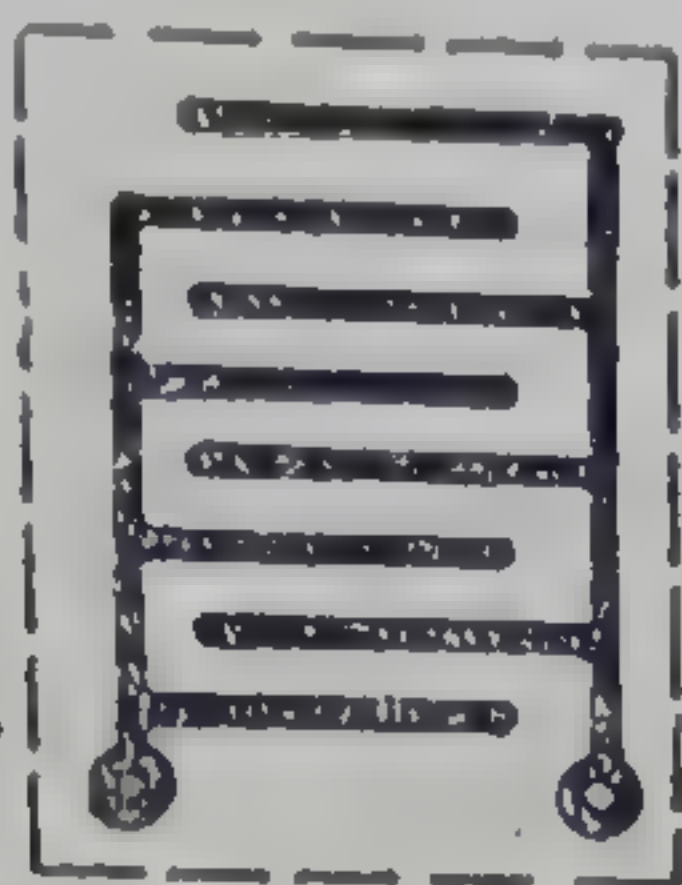


Fig. 6.15. Desenul cablajului imprimat pentru traductorul de umiditate (scara 1:1).

prin intermediul a două fire lungi și elastice și se plasează între scutece, învelit cu o pânză de tifon. O udare (inevitabilă) a scutecelor atrage după sine aprinderea intermitentă a diodei luminescente *LED*. Oprirea alarmei se face prin spălarea și uscarea traductorului. Montajul nu prezintă nici un fel de pericol datorită rezistenței R_5 care limitează curentul de scurtcircuit (cazul cel mai defavorabil) la câțiva μA . Alimentarea se face obligatoriu de la baterie.

6.4.7. Detector de nivel pentru fluide

Utilizarea principiului folosit în aplicația anterioară permite construirea unui sistem care semnalizează scăderea nivelului unui lichid într-un rezervor sub o limită dată. Schema electrică a acestei aplicații este dată în figura 6.16.

Alarma este blocată atât timp cât terminalul 5 (*IN+*) este dus la masă prin intermediul rezistenței electrice a lichidului din rezervor. Dacă nivelul lichidului scade sub cel al sondei de măsurare terminalul 5 rămâne polarizat la V^+ datorită rezistenței R_5 (de valoare mult mai mare decât rezistența echivalentă a lichidului) iar alarma intră în funcțiune. La rezervoarele nemetalice este necesară fie montarea pe fund a unei plăci metalice legate la masa alimentării, fie folosirea unei sonde formată din două plăci paralele.

Rezistența electrică a sondei cu plăci paralele scufundate în lichid se calculează cu relația

$$R = \frac{1\,000}{c\rho} \cdot \frac{d}{A} \quad (\Omega) \quad (6.18)$$

în care s-au folosit notațiile:

- A — aria unei plăci (cm^2),
- d — distanța dintre plăci (cm),
- c — concentrația soluției (g mol echivalent/litru),
- ρ — conductivitatea echivalentă ($\Omega^{-1} \text{ cm}^2/\text{echivalent}$).

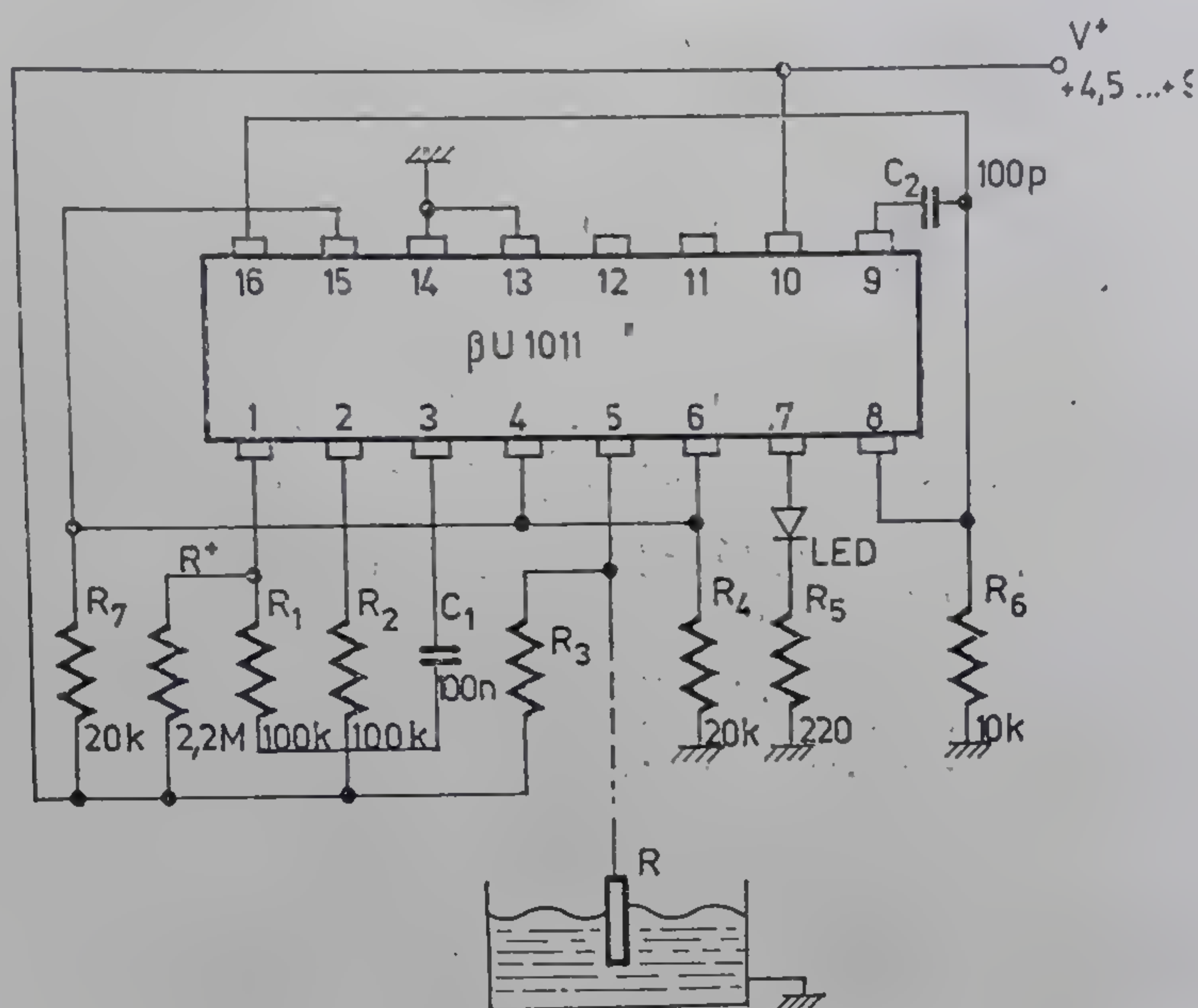


Fig. 6.16. Schema electrică a detectorului de nivel pentru lichide.

Determinarea parametrilor soluției (c , p) se poate face experimental prin măsurarea rezistenței echivalente a unei sonde având dimensiunile A , d cunoscute.

În tabelul 6.2 sînt listate cîteva din lichidele conductoare și neconductoare al căror nivel poate fi, respectiv, nu poate fi detectat în modalitatea descrisă anterior.

Tabelul 6.2

Fluide conductoare	Fluide neconductoare
Apă de băut	Apă deionizată
Apă de mare	Benzină
Sulfat de cupru soluție	Alcool
Acizi slabi	Lichid de frînă
Baze slabe	Ulei
Limonadă	Parafină
Cafea	Whiskey

Observație. În această schemă traductorul de nivel este polarizat în curent continuu; din această cauză pot apare fenomene de polarizare a electrozilor.

6.4.8. Detector de tensiune cu două praguri

Schema prezentată în figura 6.17 semnalizează ieșirea tensiunii de alimentare a unui montaj dintr-un interval de valori admisibile:

$$V_{min}^+ < V^+ < V_{max}^+ \quad (6.19)$$

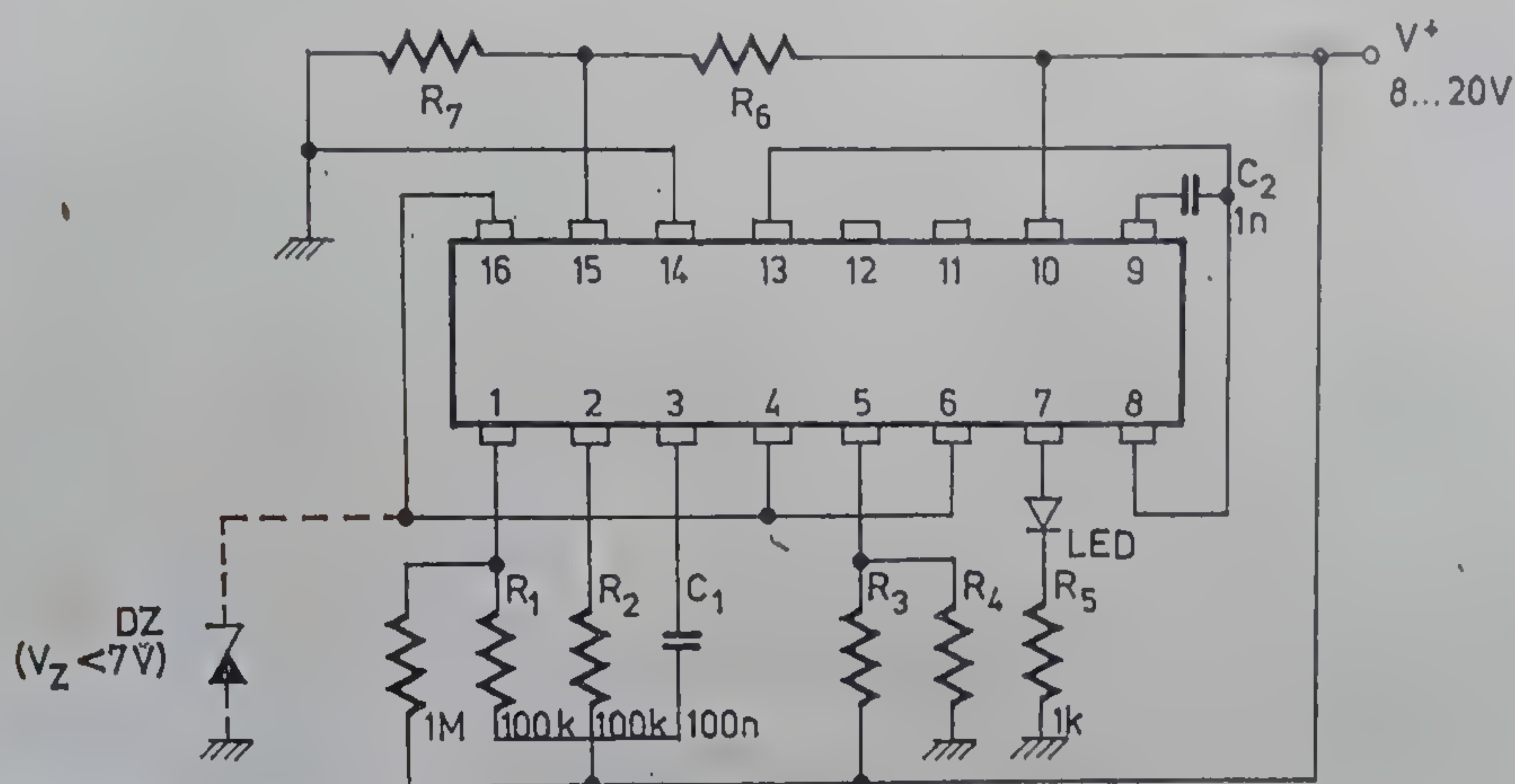


Fig. 6.17. Schema electrică a detectorului de tensiune cu două praguri.

Dacă valoarea tensiunii de alimentare V^+ coboară sub pragul V_{min}^+ dioda electroluminiscentă LED se aprinde *intermitent* (vezi paragraful 6.4.3) iar dacă valoarea tensiunii V^+ depășește pragul V_{max}^+ dioda rămâne aprinsă *permanent*.

Valorile celor două praguri de tensiune se calculează cu relațiile:

$$V_{min}^+ \simeq \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) (V_{16} - 1,2 \text{ V}), \quad (6.20)$$

$$V_{max}^+ = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) V_{16}. \quad (6.21)$$

Ca referință de tensiune (terminalul 16) se folosește dioda Zener din interiorul circuitului integrat. Dacă se dorește coborîrea pragului V_{min}^+ sub valoarea asigurată de referință internă — a cărei valoare tipică este de 7,3 V — este necesară conectarea adițională a unei diode Zener (DZ) — reprezentată cu linie punctată în figura 6.17 — avînd o tensiune de străpungere mai mică de 7 V. În acest caz se recomandă redimensionarea grupului R_1, R_2, C_1 pentru ca oscilatorul să funcționeze și în aceste condiții. Valorile rezistențelor R_3, R_4, R_6 și R_7 se aleg de ordinul zeci ... sute de $k\Omega$.

6.5. Alte circuite integrate

Deși βU 1011 nu are un echivalent compatibil terminal cu terminal, pe piața de componente există și alte circuite integrate asemănătoare ca schemă bloc și domeniu de aplicație. Un astfel de circuit este ³ *LM 1801 — NATIONAL SEMICONDUCTOR* — produs pentru aplicațiile care utilizează detectoare de fum.

Din schema bloc (vezi figura 6.18) se observă că *LM 1801* este compus dintr-un bloc oscilator care încorporează și circuitul care sesizează scăderea tensiunii de alimentare sub o limită dată, un stabilizator cu două referințe de tensiune, un comparator și un etaj de ieșire comandat de o logică de tip ȘI-SAU-NU.

Caracteristicile notabile ale circuitului *LM 1801* sînt următoarele:

- Tensiunea de alimentare: 9...14 V;
- Curentul de alimentare în starea de veghe: 9 μ A;
- Curentul de ieșire (terminalul 8): 500 mA;
- Tensiunea de referință (terminalul 2): 5,4...6,4 V;
- Tensiunea de referință (terminalul 3): 4,8...5,8 V.

Un alt circuit³ din familia generatoarelor de alarmă, proiectat special pentru detectoarele de fluide este *LM 1830*. Schema bloc și schema de aplicație tipică este dată în figura 6.19. Spre deosebire de aplicațiile cu βU 1011, această schemă generează un curent alternativ prin lichid, evitînd astfel posibilele erori de detecție determinate de fenomenele de poarizare a electrozilor datorate alimentării în curent continuu.

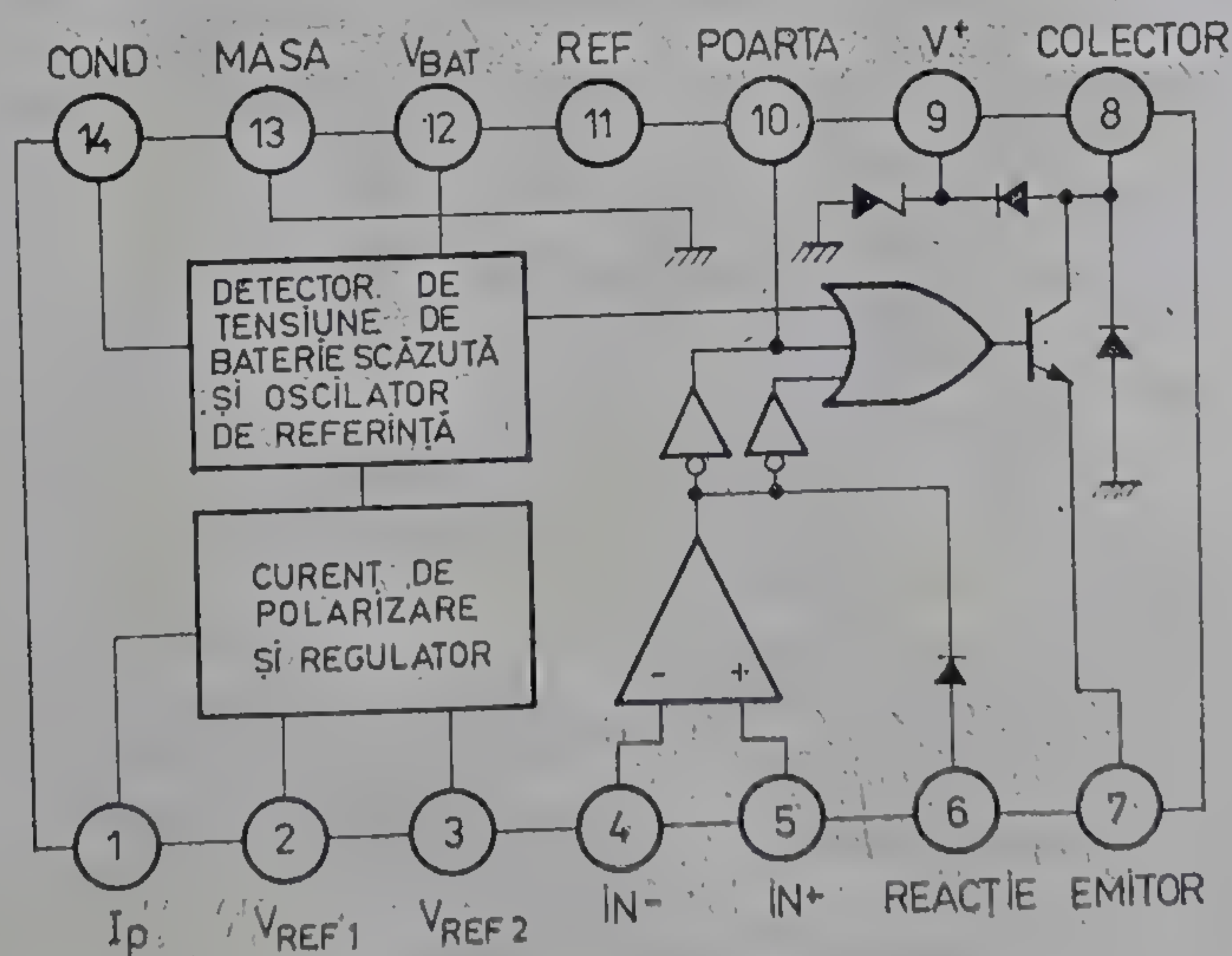


Fig. 6.18. Schema bloc a circuitului integrat *LM 1801*.

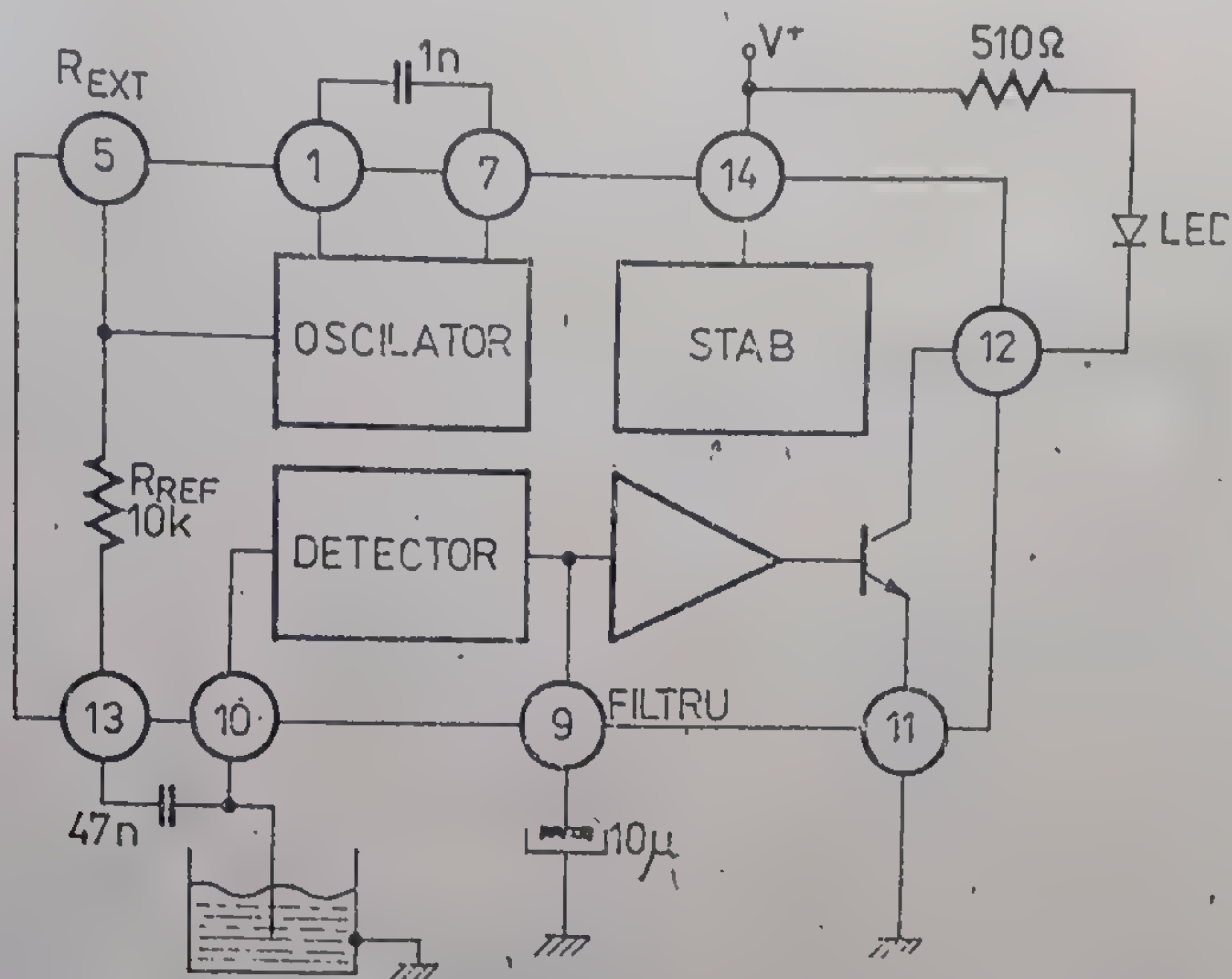


Fig. 6.19. Schema bloc și schema de aplicație tipică a circuitului integrat LM 1830.

BIBLIOGRAFIE

1. P. R. Gray și R. G. Meyer, *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*, Editura Tehnică București, 1983.
2. C. Bulucea, M. Vais, M. Profeta, *Circuite integrate liniare*, Editura Tehnică, București 1976.
3. * * * *Linear Databook, NATIONAL SEMICONDUCTOR*, 1978

7.1. Prezentarea circuitului

7.1.1. Destinație

Circuitul integrat *TBA 315* face parte din familia oscilatoarelor de relaxare oferind la ieșire impulsuri dreptunghiulare. Frecvența de oscilație este determinată de un grup *RC* exterior circuitului. Aria aplicațiilor — deși limitată prin tema de proiect la domeniul autovehiculelor (semnalizarea schimbării direcției de mers, temporizarea reglabilă a ștergătoarelor de parbriz) se poate extinde cuprinzând aplicațiile industriale și de larg consum care implică utilizarea unui temporizator de putere.

Circuitul integrat *TBA 315* este conceput să funcționeze la tensiuni de alimentare tipice de 12 V sau 24 V, în funcție de schema de aplicație. Curentul continuu în sarcină este de maximum 200 mA. etajul de ieșire fiind de tipul cu colector în gol. În circuit este inclusă și o diodă de protecție necesară în aplicațiile în care sarcina este inductivă (de exemplu bobina unui releu). Declanșarea sau blocarea oscilațiilor se realizează printr-o comandă pe terminalul *CONTROL*.

7.1.2. Schema bloc

Schema bloc a circuitului integrat *TBA 315* este prezentată în figura 7.1. Linia punctată reprezintă capsula circuitului integrat iar terminalele sînt prezentate sub forma unor cercuri. Deoarece circuitul se prezintă fie într-o capsulă cu 14 terminale fie într-una cu 8 terminale, pentru a nu crea confuzii s-a omis numerotarea terminalelor urmînd ca utilizatorul să facă apel la tabelul 7.1, în care se prezintă semnificația terminalelor pentru cele două tipuri de capsulă și performanțele de catalog.

Circuitul *TBA 315* conține următoarele etaje:

- *stabilizatorul de tensiune* — asigură polarizarea comparatorului, a etajului intermediar și final din blocul oscilator — cu o tensiune independentă

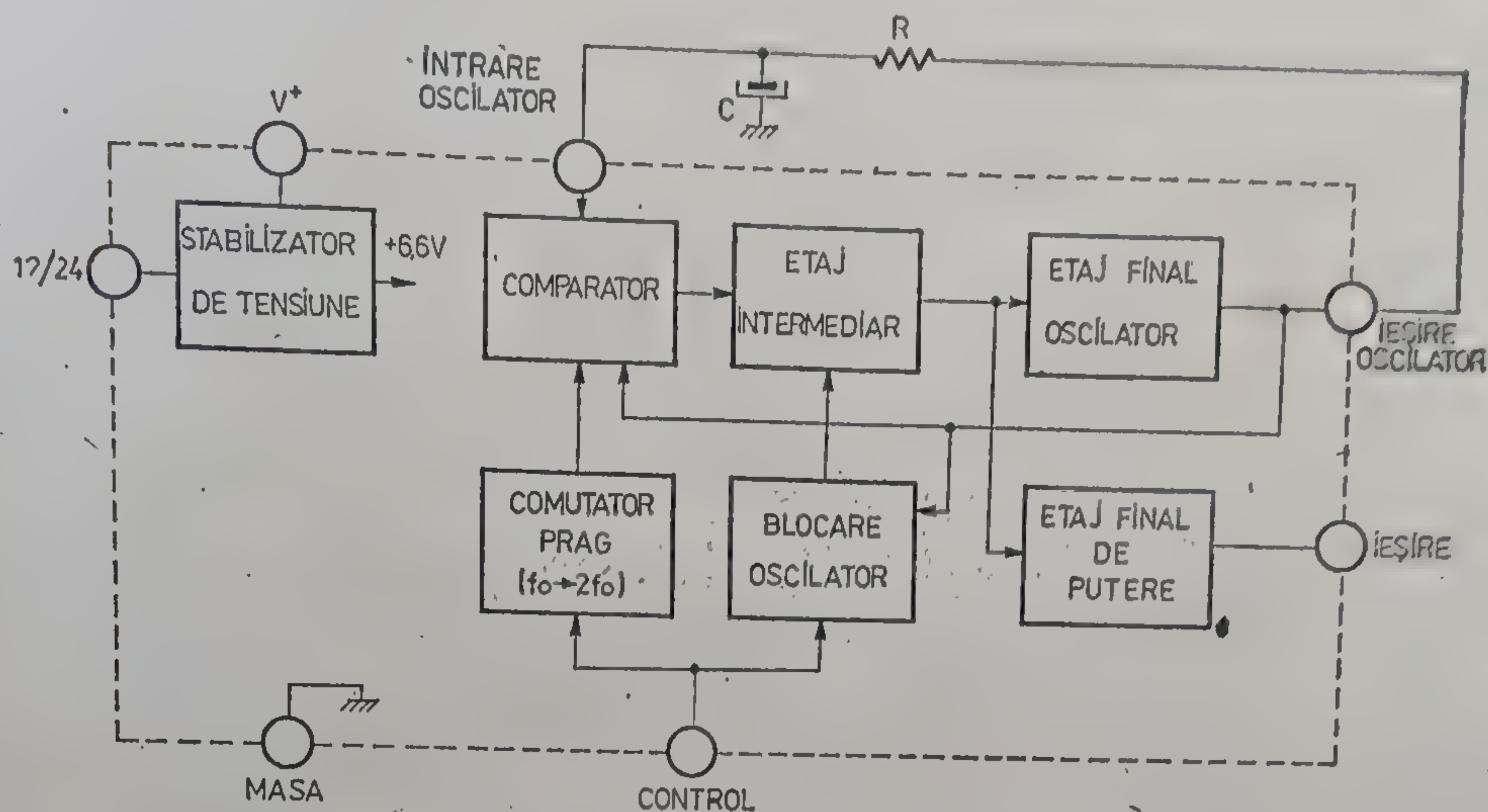


Fig. 7.1. Schema bloc a circuitului TBA 315.

de tensiunea de alimentare. Etajul de comutare a pragurilor și etajul final de putere sînt conectate direct la tensiunea de alimentare a circuitului, V^+ .

- *etajul de comutare a pragurilor* — în funcție de tensiunea aplicată pe terminalul *CONTROL* — comandă funcționarea oscilatorului în unul din următoarele regimuri: oscilație pe frecvența f_0 , dublarea frecvenței de oscilație, $2f_0$ și blocarea oscilației;

- *oscilatorul* cuprinde:

- etajul *comparator* care fixează tensiunile de prag și le compară cu tensiunea aplicată pe terminalul *INTRARE OSCILATOR*;

- etajul *intermediar* (de fapt un repetor pe emitor) care comandă etajul final al oscilatorului și etajul final de putere;

- etajul *final* al oscilatorului care funcționează în clasă *B* și asigură încărcarea și descărcarea condensatorului *C*.

- *etajul final de putere* de tipul „colector în gol”;

- *etajul de blocare* asigură blocarea oscilațiilor la o anumită valoare de prag a tensiunii aplicată pe terminalul *CONTROL*, numai după trecerea în stare blocată a tranzistorului din etajul final al oscilatorului.

7.2. Schema electrică

Schema electrică a circuitului integrat TBA 315 este prezentată în figura 7.2. Înțelegerea de către utilizator a schemei interne, a funcționării acesteia este indispensabilă atât pentru a realiza schemele de utilizare prezentate în acest capitol, cât și pentru conceperea de scheme noi, și, evident, pentru

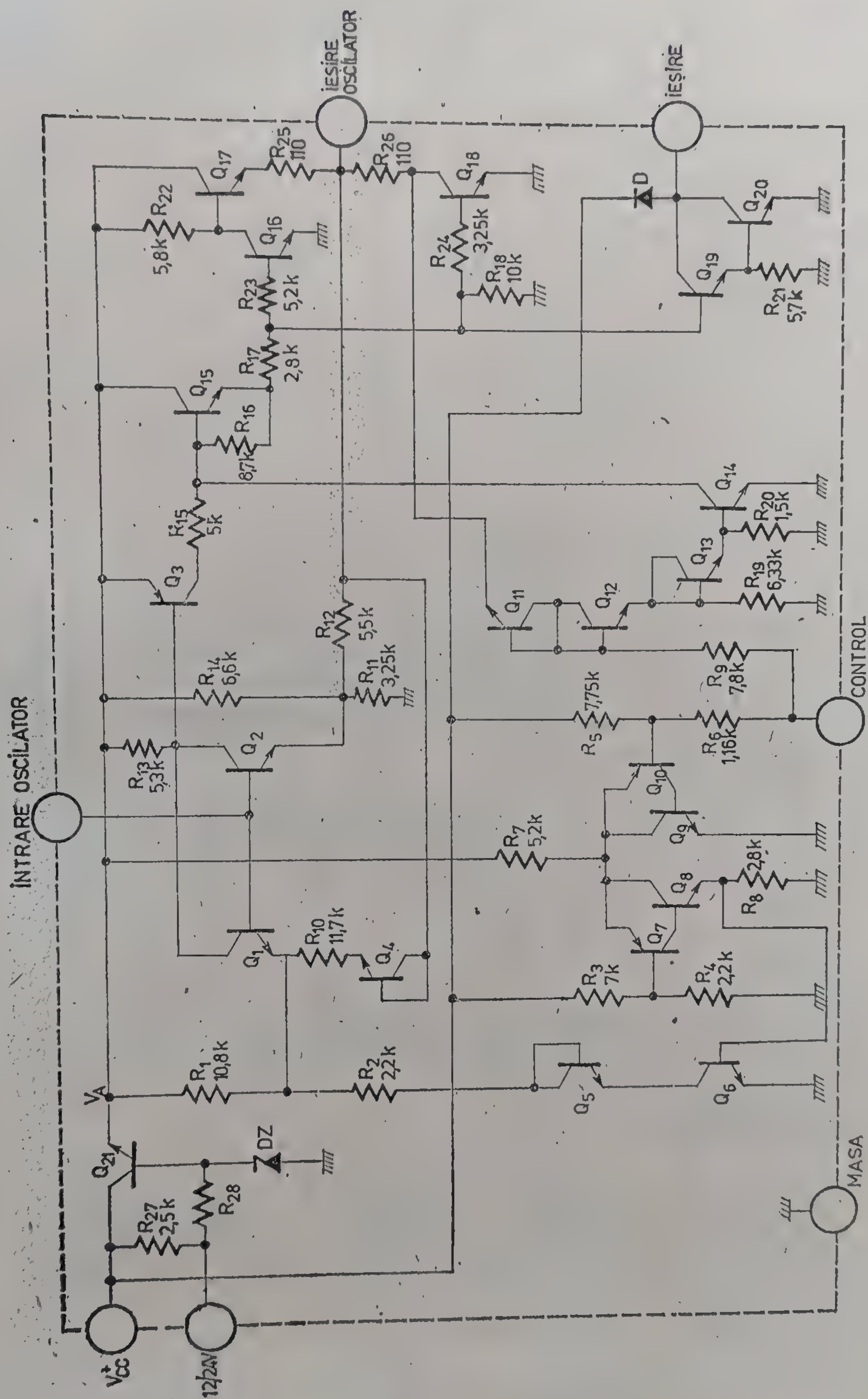


Fig. 7.2. Schema stabilizatorului.

a nu pretinde circuitului fie performanțe pe care nu le are fie funcționarea într-o schemă improprie.

În analiza punctelor statice de funcționare prezentată în continuare se va presupune în general că tensiunea emitor bază — a tranzistoarelor în conducție este de 0,65 V. În plus se va presupune că tranzistoarele au câștigul în curent suficient de mare astfel încât curentul de bază să fie neglijabil.

7.2.1. Stabilizatorul de tensiune

Stabilizatorul de tensiune este de tip serie, având o schemă foarte simplă (vezi figura 7.3), care nu mai necesită explicații.

În cazul unei alimentări la 12 V sursa de alimentare se conectează direct la terminalul V^+ iar terminalele V^+ și 12/24 se scurtcircuitază între ele.

Pentru o alimentare la 24 V sursa de alimentare se conectează la V^+ , iar terminalul 12/24 se lasă în gol.

Valoarea tensiunii stabilizate este:

$$V_A = V_Z - V_{BE21} \quad (7.1)$$

Deoarece $V_Z(25^\circ\text{C}) = 7,25\text{V} \pm 5\%$, $\Delta V_Z/\Delta T = +2,3\text{ mV}/^\circ\text{C}$, $V_{BE21}(25^\circ\text{C}) = 0,65\text{V}$ și $\Delta V_{BE21}/\Delta T = -2\text{ mV}/^\circ\text{C}$ rezultă că în gama de temperatură

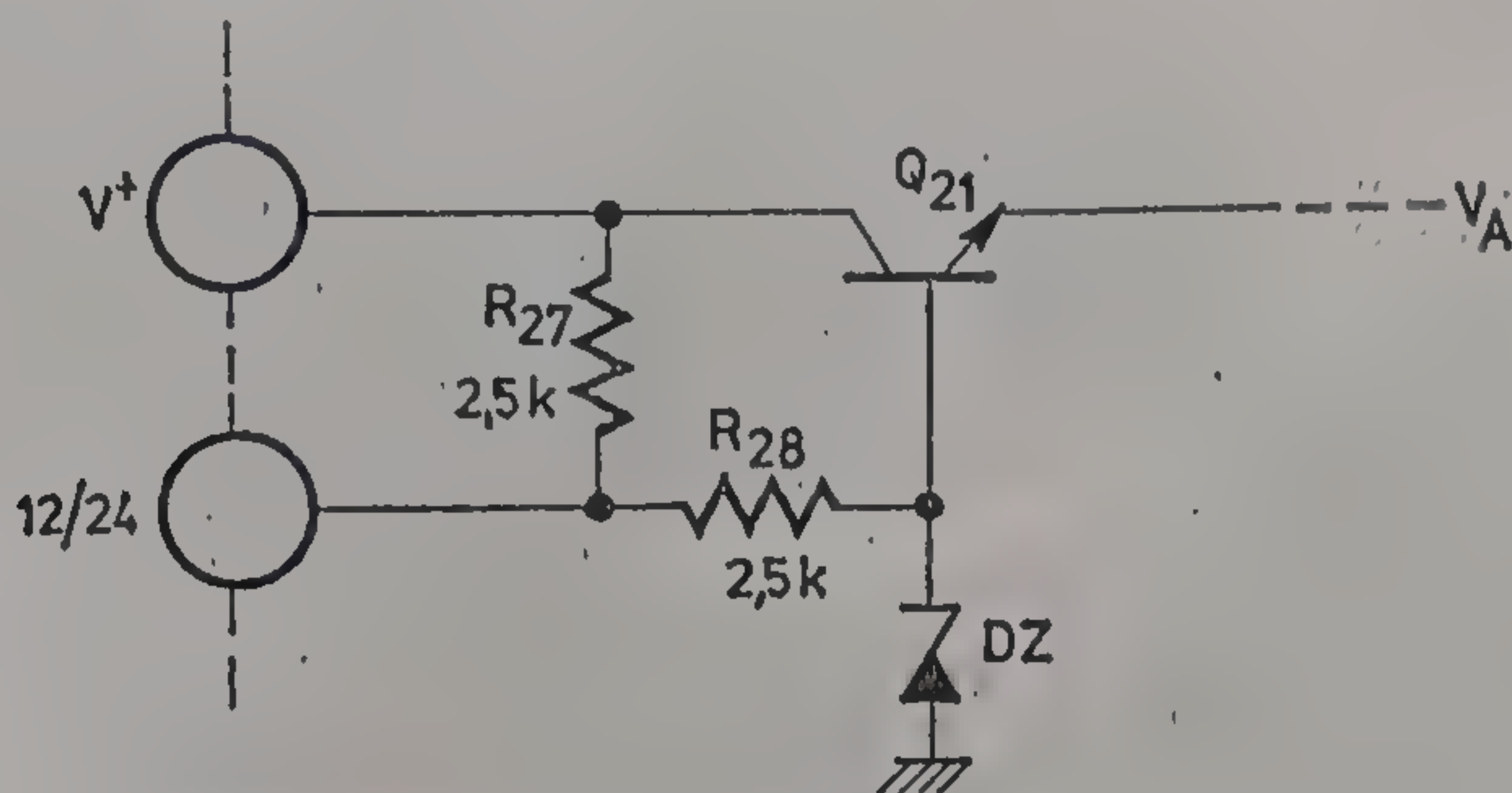


Fig. 7.3. Schema electrică a circuitului TBA 315.

$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$ tensiunea stabilizată variază între 6,4 și 6,9 V având o valoare nominală la 25°C :

$$V_A(25^\circ\text{C}) = 6,6\text{ V} \quad (7.2)$$

7.2.2. Oscilatorul

Schema electrică a oscilatorului este indicată în figura 7.4. Se recunoaște configurația tipică a unui oscilator de relaxare: condensatorul C (exterior circuitului integrat) se încarcă și se descarcă prin rezistența R (și ea exterioară

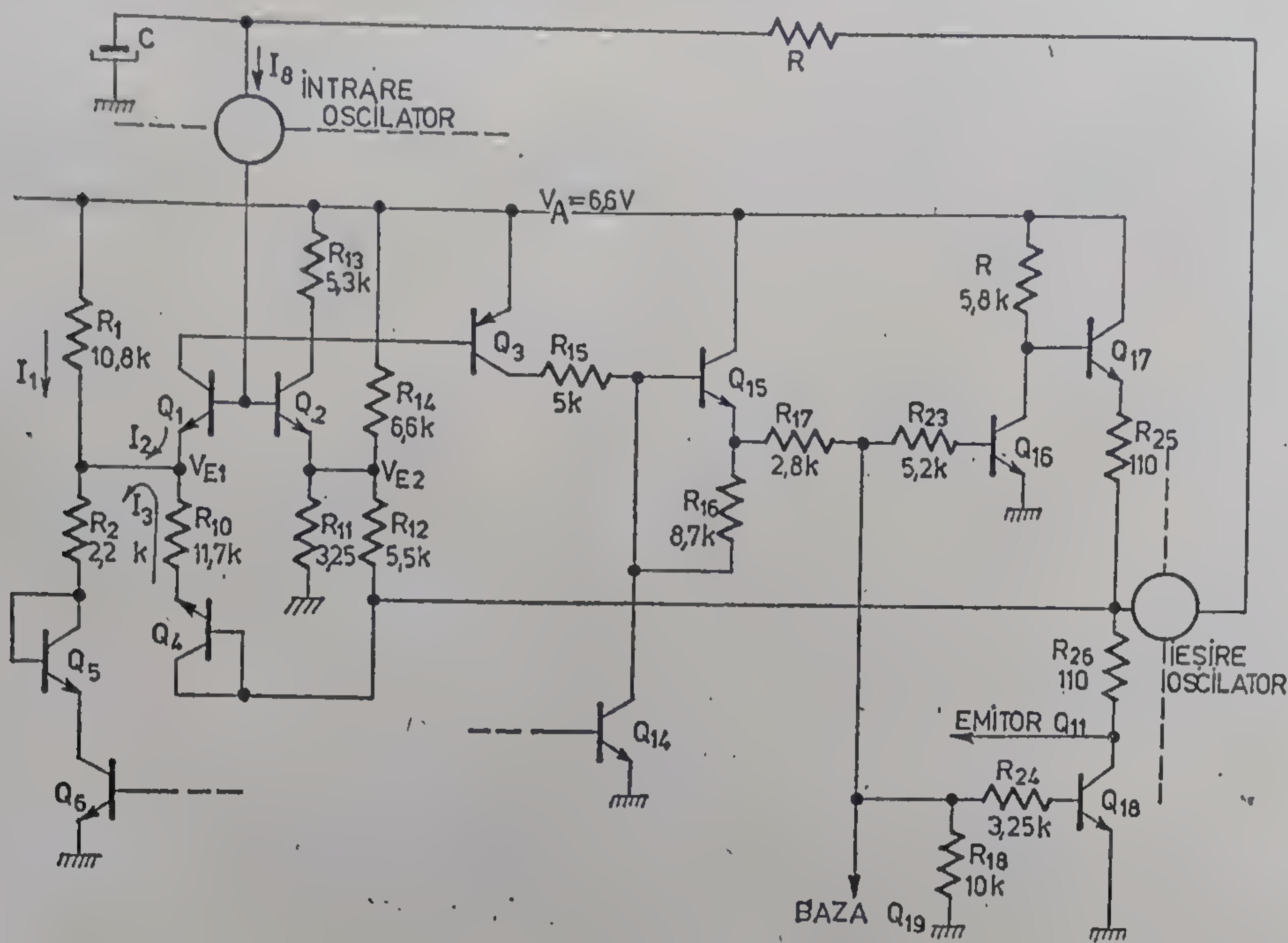


Fig. 7.4. Schema oscilatorului.

circuitului integrat) cu un curent livrat de etajul de ieșire în clasă B, Q_{17} și Q_{18} . Tensiunea la bornele condensatorului este „citită” de tranzistorul Q_2 care după o atingere a pragului superior comandă descărcarea, iar după atingerea pragului inferior încărcarea condensatorului.

Oscilatorul poate funcționa în trei regimuri distincte determinate de starea tranzistoarelor Q_6 și Q_{14} :

- oscilație pe frecvența nominală f_0 (Q_6 blocat, Q_{14} blocat);
- oscilație pe frecvența $2f_0$ (Q_6 deschis, Q_{14} blocat);
- blocarea oscilatorului (Q_{14} deschis, starea lui Q_6 nu contează).

În continuare se vor analiza pe rînd cele trei moduri de funcționare presupunînd că $V^+ = 12$ V, $V_A = 6,6$ V și că tensiunea de la ieșirea oscilatorului atinge pentru Q_{17} saturat, Q_{18} blocat, valoarea

$$V_{OH} = V_A - V_{CEsat} = 6,3 \text{ V},$$

iar pentru Q_{17} blocat și Q_{18} saturat valoarea

$$V_{OL} = 0,25 \text{ V}.$$

Formele de undă ale tensiunii pe condensator, ale tensiunii de la ieșirea oscilatorului și valorile tensiunii de control pentru diversele regimuri de funcționare sînt date în figura 7.5.

● Oscilație pe frecvența nominală, f_0 .

La conectarea alimentării ieșirea se află în V_{OH} ; condensatorul C se încarcă prin rezistența R pînă la tensiunea V_{CH} necesară deschiderii tranzisto-

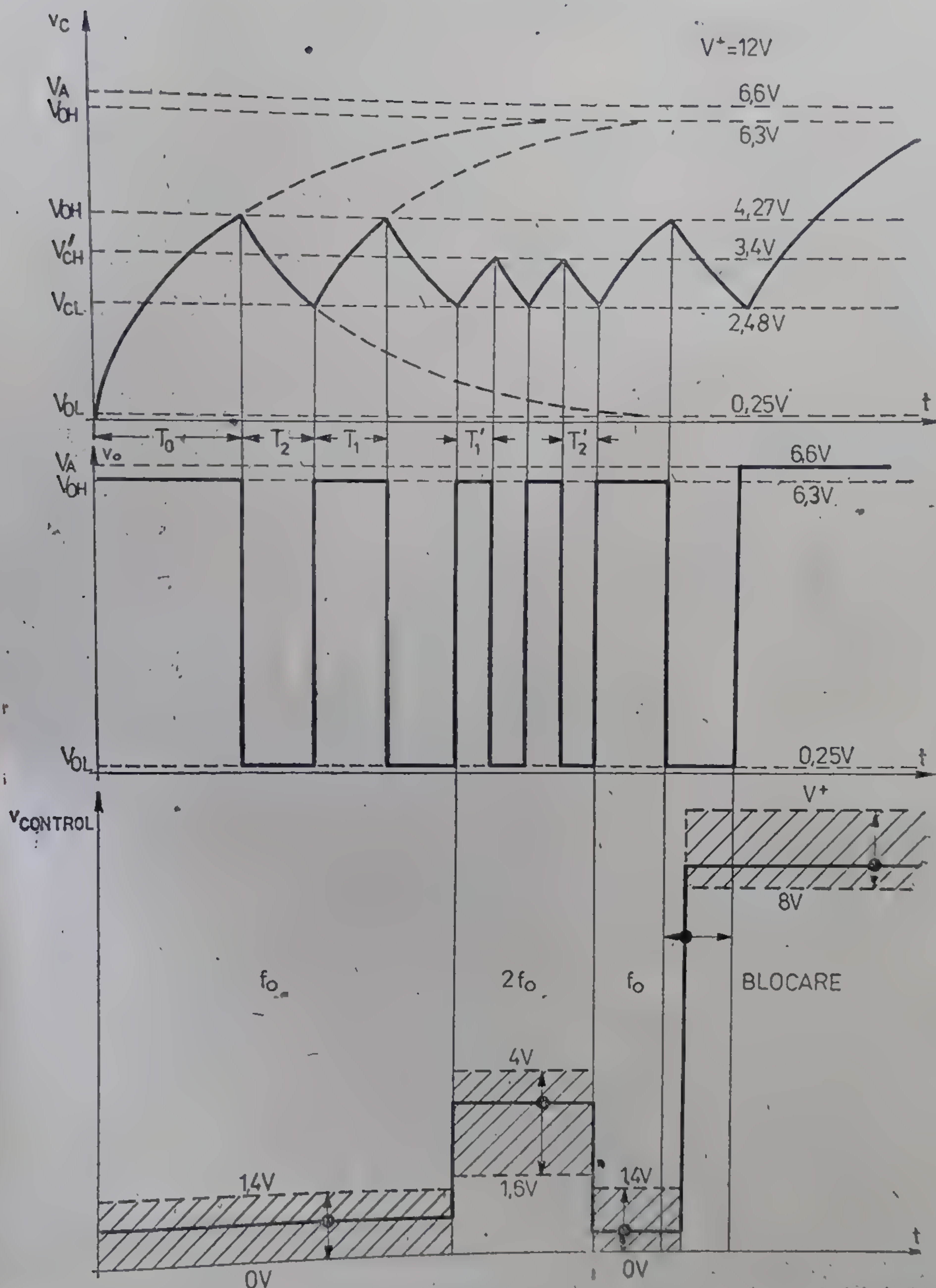


Fig. 7.5. Formele de undă ale tensiunii pe condensator (v_C); la ieșirea oscilatorului (v_o) și valorile tensiunii de control.

rului Q_2 (vezi figura 7.4). Deschiderea tranzistorului Q_2 determină deschiderea tranzistoarelor Q_3 , Q_{15} și Q_{16} . Ca urmare tranzistorul Q_{17} se blochează, tranzistorul Q_{18} se deschide, iar ieșirea oscilatorului se duce în V_{OL} .

Condensatorul C se descarcă acum de la tensiunea V_{CH} spre tensiunea V_{OL} prin R , R_{26} și Q_{18} pînă în momentul în care tensiunea la bornele sale atinge o valoare V_{CL} corespunzătoare începerii procesului de blocare a tranzistorului Q_2 . Odată cu blocarea lui Q_2 se blochează și tranzistoarele Q_3 , Q_{15} și Q_{16} . Ca urmare tranzistorul Q_{17} se deschide, iar ieșirea oscilatorului se duce în V_{OH} .

În continuare procesul de încărcare și descărcare a condensatorului C se repetă în conformitate cu descrierea anterioară.

Amplitudinea semnalului dreptunghiular care se obține la ieșirea oscilatorului este independent de tensiunea de alimentare, V^+ , deoarece oscilatorul este alimentat cu tensiunea stabilizată V_A .

Valorile pragurilor V_{CH} și V_{CL} se determină prin aplicarea teoremei superpoziției. Potențialul emitorului tranzistorului Q_2 este dat de relația:

$$V_{E2} = V_0 \frac{R_{11} \parallel R_{14}}{R_{11} \parallel R_{14} + R_{12}} + V_A \frac{R_{11} \parallel R_{12}}{R_{11} \parallel R_{12} + R_{14}} + \frac{V_{BE3}}{R_{13}} (R_{12} \parallel R_{11} \parallel R_{14}) \quad (7.3)$$

Atunci cînd $V_0 = V_{OH}$, din (7.3) se obține

$$V_{E2}^H = 3,57 \text{ V} \quad (7.4)$$

iar

$$V_{CH} = V_{E2}^H + V_{BE2} = 3,57 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 4,27 \text{ V}, \quad (7.5)$$

unde s-a luat $V_{BE2} = 0,7 \text{ V}$ deoarece Q_2 este deschis.

Atunci cînd $V_0 = V_{OL}$, din (7.3) se obține

$$V_{E2}^L = 1,83 \text{ V} \quad (7.6)$$

iar

$$V_{CL} = V_{E2}^L + V_{BE2} = 1,83 \text{ V} + 0,65 \text{ V} = 2,48 \text{ V}, \quad (7.7)$$

unde s-a luat $V_{BE2} = 0,65 \text{ V}$, tranzistorul Q_2 fiind spre blocare.

Odată determinate aceste mărimi se pot calcula intervalele de timp T_0 , T_1 , T_2 , utilizînd schema simplificată de încărcare și descărcare a condensatorului C dată în figura 7.6.

Timpul de încărcare a unui condensator, C printr-o rezistență R , plecînd de la o valoare inițială $v_c(0)$ și tinzînd către o valoare $v_c(\infty)$, pînă la valoarea curentă $v_c(T)$ este dat de relația:

$$T = RC \ln \frac{v_c(0) - v_c(\infty)}{v_c(T) - v_c(\infty)}. \quad (7.8)$$

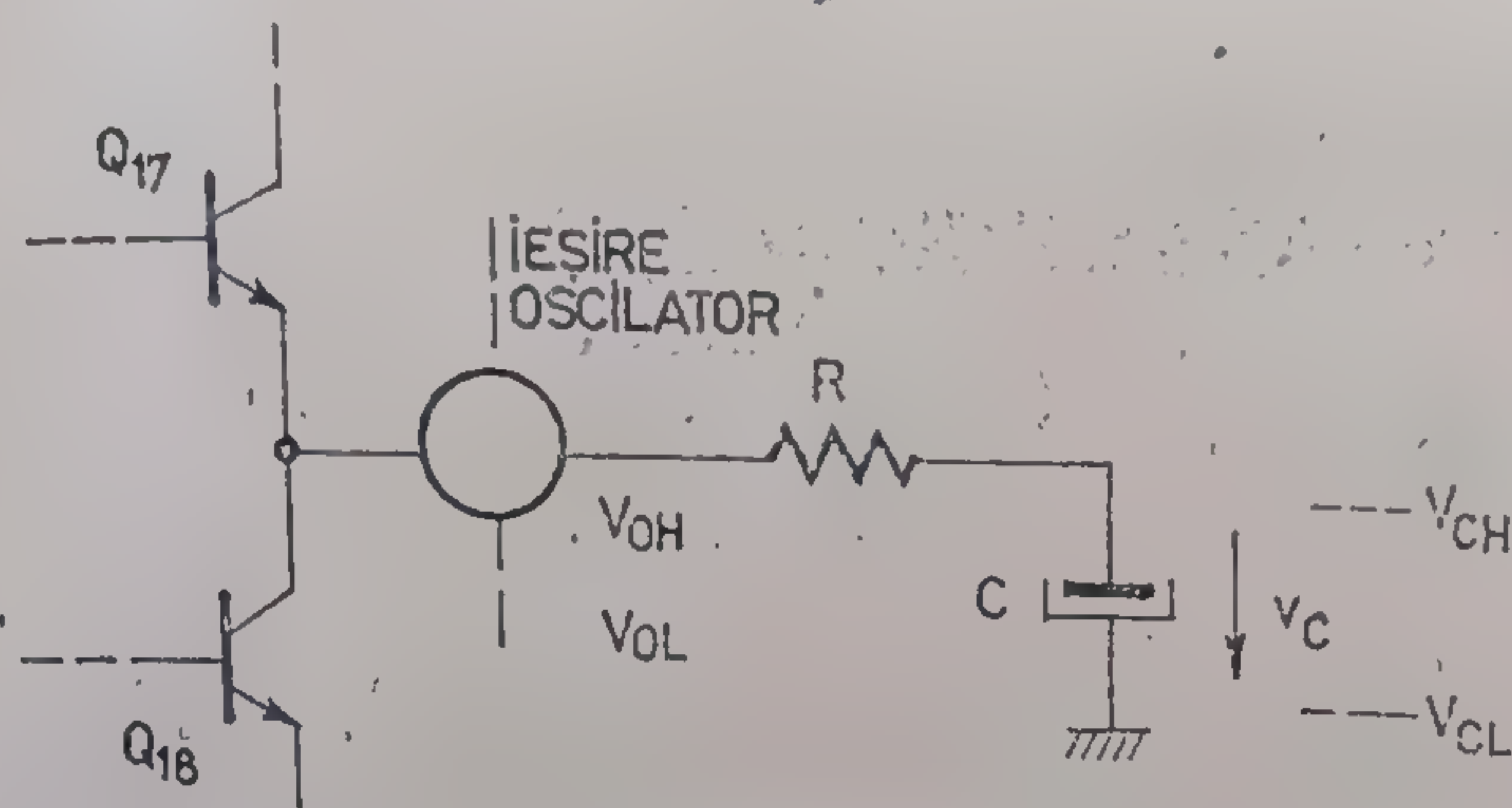


Fig. 7.6. Schema simplificată utilizată pentru calculul frecvenței de oscilație.

Aplicînd relația 7.8 se găsește că:

$$T_0 = RC \ln \frac{V_{OH}}{V_{OH} - V_{CH}} = 1,13 RC, \quad (7.9)$$

$$T_1 = RC \ln \frac{V_{CL} - V_{OH}}{V_{CH} - V_{OH}} = 0,63 RC, \quad (7.10)$$

$$T_2 = RC \ln \frac{V_{CH} - V_{OL}}{V_{CL} - V_{OL}} = 0,59 RC. \quad (7.11)$$

Aceste rezultate arată că semnalul dreptunghiular de la ieșirea oscilatorului are un factor de umplere practic egal cu 1:2, deoarece cu bună aproximație se poate lua $T_1 \approx T_2$.

Frecvența de oscilație este dată de relația

$$f_0 = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{1,22 RC} \quad (7.12)$$

care devine, exprimînd pe R în $k\Omega$ și pe C în μF

$$f_0 \approx \frac{800}{R[k\Omega] C[\mu F]} [Hz]. \quad (7.13)$$

Observație: Relația 7.13 este aplicabilă cu o precizie de 10% pentru frecvențe de oscilație $f_0 \leq 4$ kHz.

La punerea sub tensiune circuitul schimbă starea la ieșirea oscilatorului după un timp T_0 dat, cu bună aproximație, de relația

$$T_0 = \frac{0,9}{f_0} \approx \frac{1}{f_0}. \quad (7.14)$$

• Oscilație pe frecvența $2f_0$.

În acest regim de funcționare valoarea tensiunii de pe terminalul de control se găsește în gama $+1,6 V \dots +4 V$ (vezi paragraful 7.2.3); tranzistorul Q_6 este deschis. Ca urmare prin ramura R_1, R_3, Q_5, Q_6 trece curent fapt care determină modificarea pragului superior, notat acum V'_{CH} .

Într-adevăr, din sistemul de ecuații (vezi figura 7.4 — Q_1 deschis, dar ieșirea nu a basculat încă din V_{OH} în V_{OL}):

$$R_1 I_1 = V_A - V_{E1},$$

$$V_{OH} - V_{E1} = R_{10} I_3 + V_{D4},$$

$$V_{E1} = (I_1 + I_2 + I_3) R_2 + V_{D5} + V_{CEsat6}$$

rezultă:

$$V_{E1} = \frac{\frac{R_2}{R_1} V_A + (V_{OH} - V_A) \frac{R_2}{R_{10}} + R_2 I_3 + V_{D5} + V_{CEsat6}}{\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{10}} + 1} \quad (7.15)$$

Înlocuind în (7.15) valorile numerice se găsește

$$V_{E1} \approx 2,7 \text{ V}, \quad (7.16)$$

deci

$$V_{CH}' = V_{E1} + V_{BE1} = 2,7 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 3,4 \text{ V}. \quad (7.17)$$

Examinînd rezultatul 7.4, se observă că tranzistorul Q_1 se va deschide în acest caz înaintea tranzistorului Q_2 determinînd trecerea ieșirii în V_{OL} la o valoare mai mică a tensiunii de pe condensatorul C. Odată ieșirea în starea V_{OL} tranzistorul Q_4 este blocat, Q_2 se deschide, Q_1 se blochează și ca urmare pragul inferior V_{CL}' este identic cu cel calculat anterior, vezi rezultatul 7.7.

Perioadele T_1' , T_2' se determină cu relația 7.8. Rezultă

$$T_1' = RC \ln \frac{V_{CL} - V_{OH}}{V_{CH}' - V_{OH}} = 0,275 RC. \quad (7.18)$$

$$T_2' = RC \ln \frac{V_{CH}' - V_{OL}}{V_{CL} - V_{OL}} = 0,345 RC, \quad (7.19)$$

deci

$$f_0' = \frac{1}{T_1' + T_2'} = \frac{1}{0,62 RC} \approx 2f_0. \quad (7.20)$$

● Blocarea oscilatorului

În acest regim de funcționare valoarea tensiunii de pe terminalul CONTROL se găsește în gama $+8 \text{ V} \dots + \text{V}^+$. Tensiunea la ieșirea oscilatorului are valoarea $+V_A$, iar la ieșirea de putere, V^+ . În cazul în care comanda de blocare apare în cursul intervalului de timp în care ieșirea oscilatorului este în V_{OL} ea devine eficientă numai după ce ieșirea basculează în V_{OH} .

Descrierea de detaliu a blocării oscilatorului este dată în paragraful 7.2.5.

- Valoarea maximă și minimă a rezistenței R .

Valoarea maximă a rezistenței R este dată de condiția ca valoarea minimă a curentului care o parcurge, încărcînd condensatorul C să fie mult mai mare decît curentul absorbit pe terminalul *INTRARE OSCILATOR*.

Atunci cînd tranzistorul Q_2 este blocat (ieșirea oscilatorului în starea V_{OH}) curentul I_B (vezi figura 7.4) este negativ avînd o valoare tipică de 10 ... 100 nA.

Dacă tranzistorul Q_2 conduce, curentul său de colector este dat de $V_{BE3}/R_{13} \simeq 0,65 \text{ V}/5,3 \text{ k}\Omega \simeq 120 \text{ }\mu\text{A}$. Presupunînd un cîștig în curent de 60 rezultă $I_B = 2 \text{ }\mu\text{A}$, tipic.

Valoarea minimă a curentului care parcurge rezistența R este dată de $(V_{OH} - V_{CH})/R \simeq 2 \text{ V}/R$.

Impunînd condiția

$$\frac{2V}{R} \geq (5 \dots 10) \times 2 \text{ }\mu\text{A}.$$

rezultă

$$R \simeq 100 \dots 200 \text{ k}\Omega.$$

Valoarea minimă a rezistenței R este determinată de curentul maxim care o parcurge. Observînd că $V_{OH} - V_{CL} \simeq V_{CH} - V_{OL} \simeq 4 \text{ V}$ și luînd pentru curentul de la ieșirea oscilatorului valoarea maximă de 4 mA în regim staționar rezultă

$$\frac{4 \text{ V}}{R} \leq 4 \text{ mA},$$

deci:

$$R \geq 1 \text{ k}\Omega.$$

Gama de valori recomandată pentru rezistența R este de 1 k Ω ... 120 k Ω . De observat că limita maximă poate fi depășită pentru multe circuite, fiind posibile și valori de 700 ... 800 k Ω , cu condiția evidentă ca electroliticul C să aibă curentul de fugă neglijabil de mic față de I_B .

Observație. Rezistențele R_{25} și R_{26} au rolul de a limita curentul maxim nerepetitiv de la ieșirea oscilatorului la o valoare de aproximativ $(V_A - V_{CEsat17})/R_{25} \approx 60 \text{ mA}$ respectiv $(V_{CH} - V_{CEsat18})/R_{26} \approx 45 \text{ mA}$.

- Frecvența maximă de oscilație.

Frecvența maximă de oscilație obținută experimental, cu $R = 100 \text{ k}\Omega$, se plasează în gama 400 ... 500 kHz. În acest caz capacitatea C este de ordinul a 10 pF — comparabilă cu capacitățile parazite ale montajului.

7.2.3. Etajul de comutare la pragului

Acest etaj are rolul de a coborî potențialul din emitorul tranzistorului Q_1 (prin deschiderea ramurii R_1 , R_2 , Q_5 , Q_6 — vezi figura 7.2) ceea ce duce la o scădere a valorii pragului superior de basculare. Consecința acestor modi-

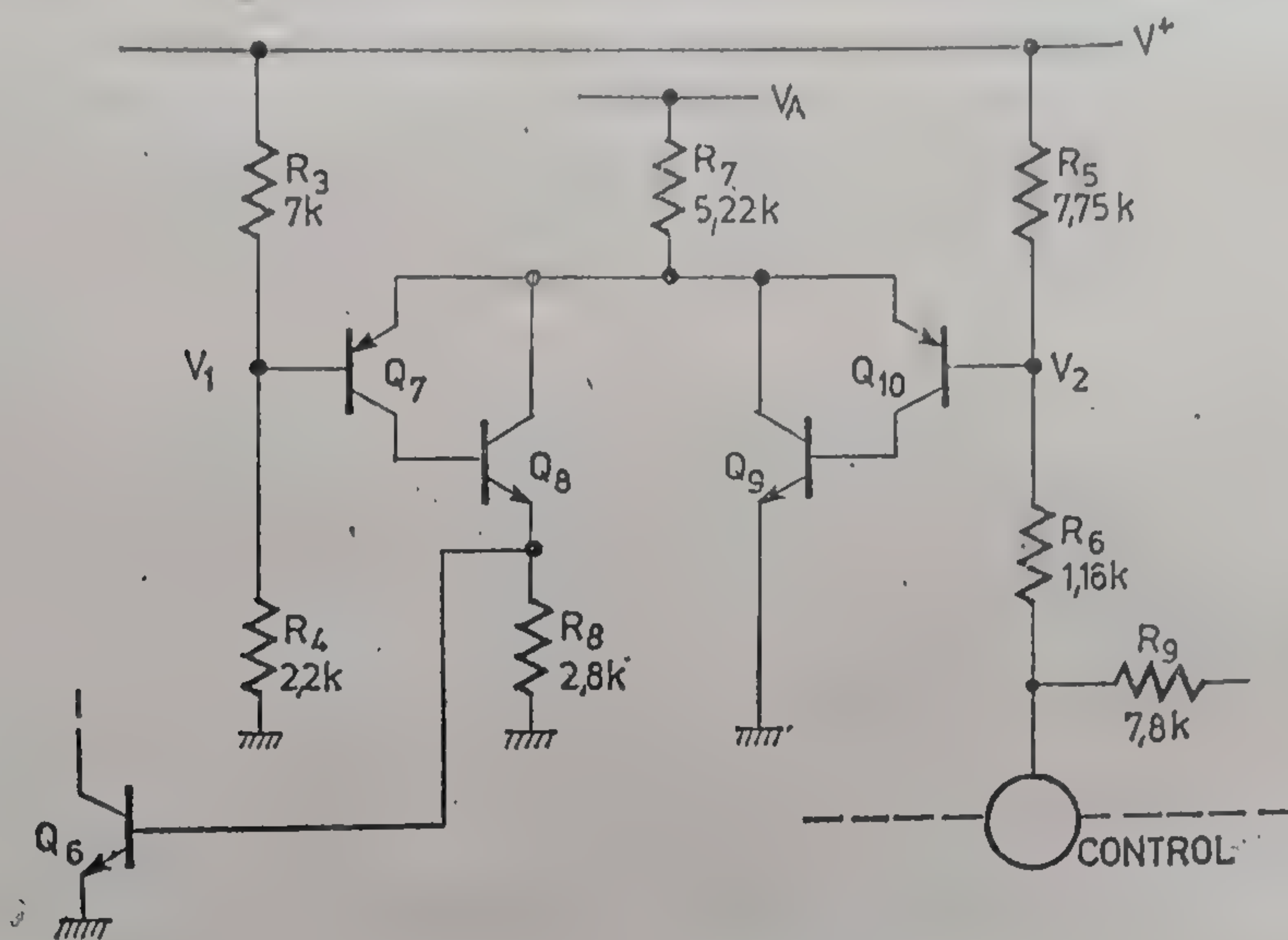


Fig. 7.7. Schema etajului de comutare a pragului.

ficări a pragului o constituie creșterea frecvenței de oscilație de la valoarea nominală, f_0 la *dublul* ei (vazi paragraful 7.2.2.).

Comutarea valorii pragului se realizează din valoarea tensiunii aplicate pe terminalul *CONTROL*.

Schema etajului de comutare a pragului este dată în figura 7.7.

Etajul diferențial format din tranzistoarele Q_7 , Q_8 , și Q_9 , Q_{10} funcționează în regim de comparator. Tensiunea de referință V_1 , proporțională cu tensiunea de alimentare, este comparată cu tensiunea V_2 aplicată pe baza tranzistorului Q_{10} .

Dacă ramura Q_7 , Q_8 este blocată și tranzistorul Q_6 este blocat crescând tensiunea pe terminalul de control comparatorul basculează, ramura Q_9 , Q_{10} se blochează tot curentul trecând prin ramura Q_7 , Q_8 . Căderea de tensiune ce se dezvoltă pe rezistența R_8 deschide tranzistorul Q_6 .

Condiția ca ramura Q_7 , Q_8 să fie blocată este:

$$V_2 \geq V_1 + 3 V_T \quad (7.21)$$

iar condiția ca ramura Q_9 , Q_{10} să fie blocată este:

$$V_2 \geq V_2 + 3 V_T \quad (7.22)$$

unde $V_T = kT/q = 26 \text{ mV}$ (la 25°C) este tensiunea termică.

Deoarece:

$$V_1 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V^+ \quad (7.23)$$

și

$$V_2 = \frac{R_6}{R_5 + R_6} V^+ + \frac{R_5}{R_5 + R_6} V_{CONTROL} \quad (7.24)$$

din relația 7.22 rezultă condiția ca tranzistorul Q_6 să fie deschis (prag coborât $-2f_0$):

$$V_{CONTROL} > \frac{R_4 R_5 - R_3 R_6}{(R_3 + R_4) R_5} V^+ + 3 V_T \frac{R_5 + R_6}{R_6} \simeq 0,125 V^+ + 0,09 [V], \quad (7.25)$$

iar din relația 7.21 condiția ca tranzistorul Q_6 să fie blocat (prag normal $-f_0$):

$$V_{CONTROL} < \frac{R_4 R_5 - R_3 R_6}{(R_3 + R_4) R_5} V^+ - 3 V_T \frac{R_5 + R_6}{R_6} \simeq 0,125 V^+ - 0,09 [V]. \quad (7.26)$$

Relațiile 7.25 și 7.26 permit precizarea intervalului de valori ale tensiunii de control (la 25°C) pentru care oscilatorul oscilează cu o frecvență f_0 sau $2f_0$, în cazurile uzuale $V^+ = 12 \text{ V}$ și 24 V :

	$f_0 (Q_6 \text{ blocat})$	$2f_0 (Q_6 \text{ deschis})$
$V_{CONTROL}$		
$V^+ = 12 \text{ V}$	$0 \dots 1,4 \text{ V}$	$1,6 \text{ V} \dots 4 \text{ V}^*$
$V^+ = 24 \text{ V}$	$0 \dots 2,9 \text{ V}$	$3,1 \text{ V} \dots 4,5 \text{ V}^*$

Observație. În tabelul 3.1 valorile pe care le ia tensiunea de control pentru $V^+ = 24 \text{ V}$ sînt date în mod acoperitor $2,8 \text{ V}$ și $3,2 \text{ V}$.

7.2.4. Etajul de putere

Tranzistoarele Q_{19} și Q_{20} , în conexiune Darlington, împreună cu dioda D și rezistența R_{21} (vezi figura 7.2) formează etajul de putere, de tip cu colectorul în gol.

Tranzistorul Q_{20} este un tranzistor de putere care suportă un curent de maximum 200 mA . Dioda D realizează protecția la supratensiune pentru cazul în care sarcina are caracter inductiv (de exemplu bobina unui releu).

Rezistența R_{21} asigură tranzistorului Q_{20} o tensiune de străpungere $BV_{CER} > BV_{CEO}$. Tensiunea BV_{CEO} are valori tipice peste 32 V , astfel că circuitul poate lucra fără probleme la tensiunea standard de 24 V .

Deoarece baza tranzistorului Q_{19} este comandată în fază cu baza tranzistorului Q_{18} , ieșirea etajului de putere lucrează în fază cu ieșirea oscilatorului.

Observație. Un scurtcircuit între terminalul de ieșire și terminalul V^+ distruge circuitul.

* Pentru justificarea acestor valori vezi paragraful 7.2.5

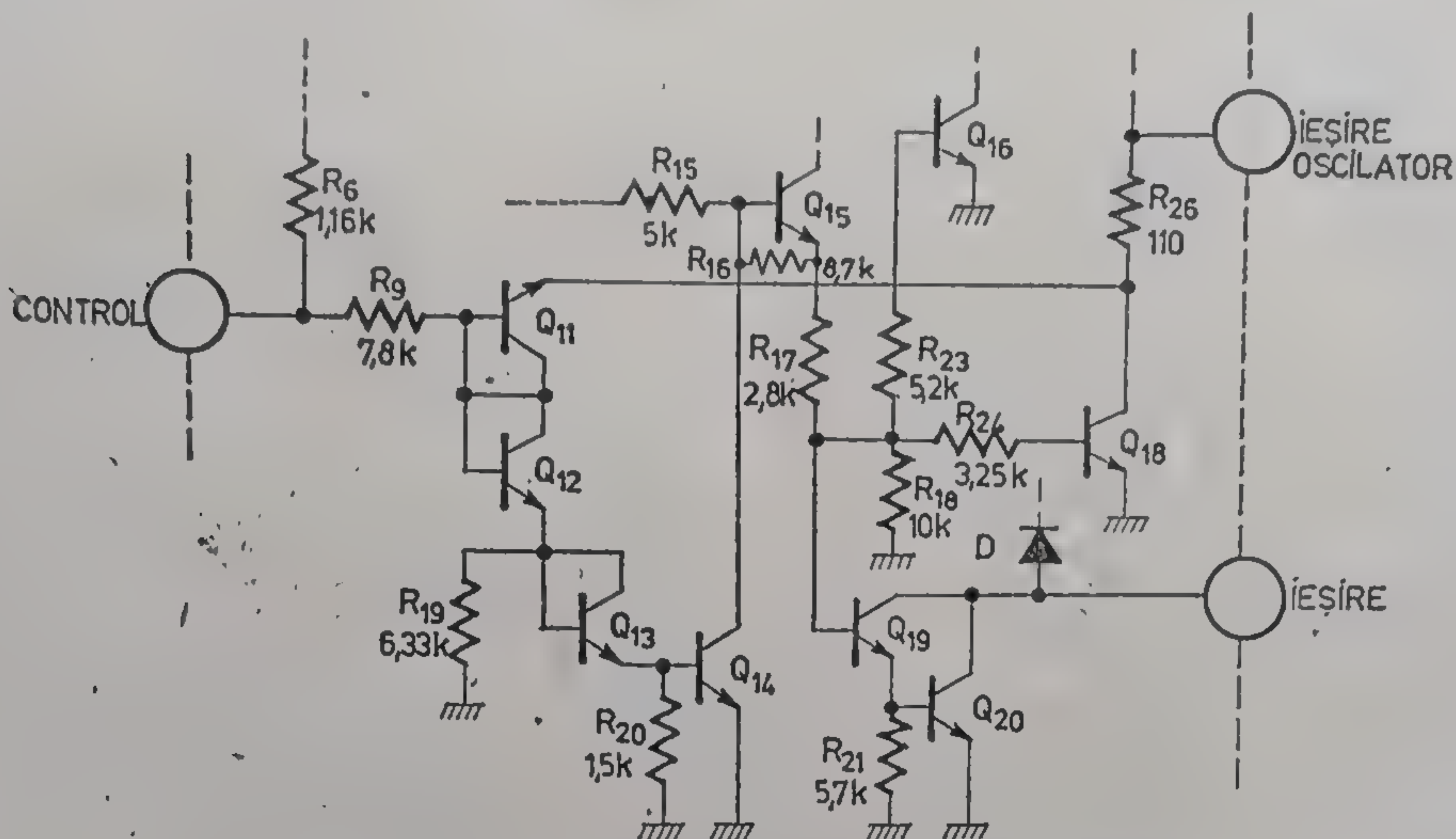


Fig. 7.8. Schema etajului de blocare a oscilatorului.

7.2.5. Blocarea oscilatorului

Etajul care realizează blocarea oscilatorului este format din tranzistoarele Q_{11-14} și rezistențele R_9 , R_{19} și R_{20} (vezi figura 7.8).

Blocarea oscilatorului se produce odată cu deschiderea tranzistorului Q_{14} . Deschiderea lui Q_{14} conduce la blocarea tranzistorului Q_{15} ; ca urmare tensiunea de la ieșirea oscilatorului devine egală cu $+V_A$ iar cea de la ieșirea de putere cu V^+ .

Deschiderea tranzistorului Q_{14} nu este posibilă decât dacă tensiunea la ieșirea oscilatorului este V_{OH} . Într-adevăr, dacă ieșirea oscilatorului este V_{OL} (tipic 0,25 V) dioda Q_{11} se deschide și indiferent de valoarea tensiunii de pe terminalul *CONTROL* tranzistorul Q_{14} este blocat deoarece la capătul unui lanț de trei „diode” — Q_{12} , Q_{13} și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului Q_{14} — există o tensiune de cel mult $V_{BE} + V_{OL} \approx 1$ V.

Dacă ieșirea oscilatorului este în starea V_{OH} dioda Q_{11} este blocată. Condiția, aproximativă, ca tranzistorul Q_{14} să conducă se deduce presupunând că toate tranzistoarele au același V_{BE} . În acest caz tensiunea de pe terminalul *CONTROL* trebuie să satisfacă relația:

$$\begin{aligned}
 V_{CONTROL} &= V_{BE14} + V_{BE13} + V_{BE12} + R_9 \frac{V_{BE14}}{R_{20}} + \frac{V_{BE14} + V_{BE13}}{R_{19}} = \\
 &= V_{BE} \left[3 + \frac{R_9}{R_{20}} + \frac{2R_9}{R_{19}} \right] = 10,7 V_{BE} \quad (7.27)
 \end{aligned}$$

Luind $V_{BE} \simeq 0,65$ V rezultă:

$$V_{CONTROL} \simeq 7 \text{ V.}$$

Limita superioară este evident, V^+ .

Specificația de catalog (vezi tabelul 7.1) impune, acoperitor, pentru blocarea oscilațiilor ca tensiunea de control să fie mai mare de 8 V, valoare care acoperă toată gama de temperatură (într-adevăr $V_{BE}(-25^\circ\text{C}) = 0,75$ V și $10,7 \times 0,75 \text{ V} \simeq 8 \text{ V}$).

În acest moment se pot justifica și limitele superioare de 4 V și 4,5 V (pentru o alimentare de 12 V, respectiv 14 V) impuse valorii tensiunii de control, în cazul în care oscilația are o frecvență egală cu dublul frecvenței nominale ($2f_0$).

În conformitate cu relația 7.27 o tensiune de control de 4,5 V înseamnă o tensiune $V_{BE} = 4,5/10,7 \text{ V} \simeq 0,42$ V pentru care tranzistorul Q_{14} este blocat, chiar și la capătul de sus al gamei de temperatură.

7.3. Parametri

7.3.1. Performanțele circuitului.

Mărimile care caracterizează temporizatorul de putere TBA 315 sînt date în tabelul 7.1. Valorile limită absolută nu trebuie depășite nici în cazurile cele mai defavorabile de funcționare. Chiar dacă circuitul „ține” nu se mai garantează parametrii din tabelul 7.1.

Tabelul 7.1

TBA 315
Temporizator de putere

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

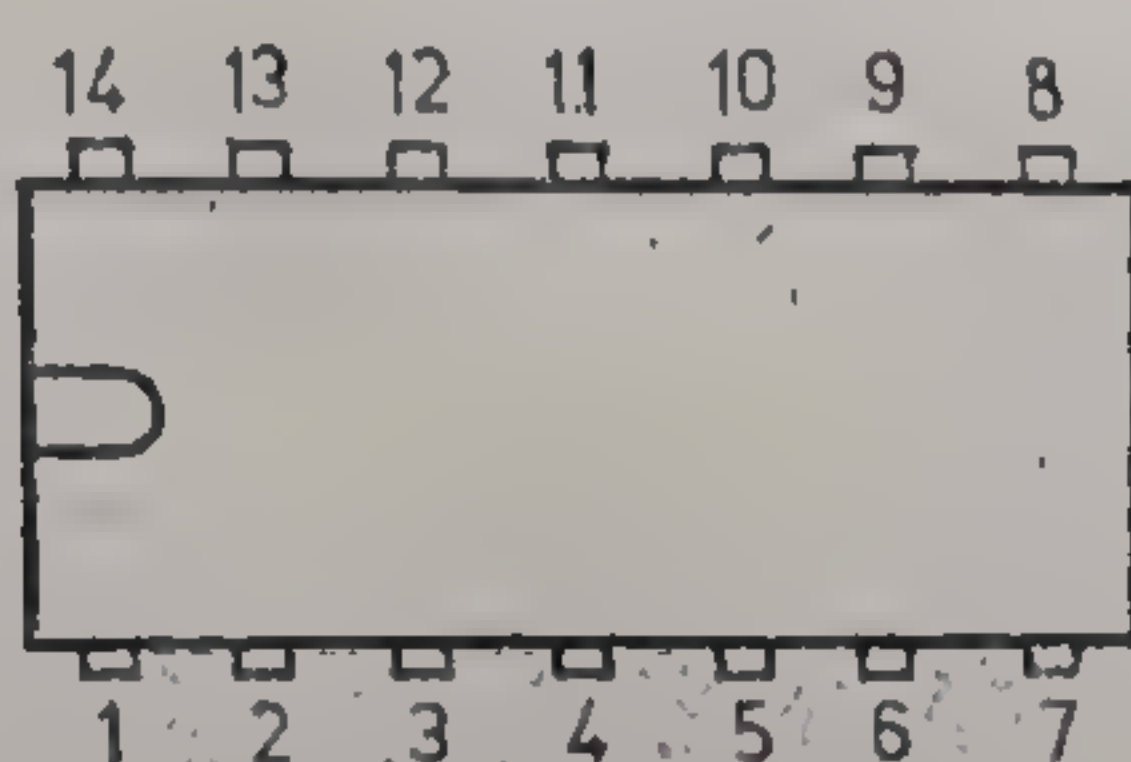
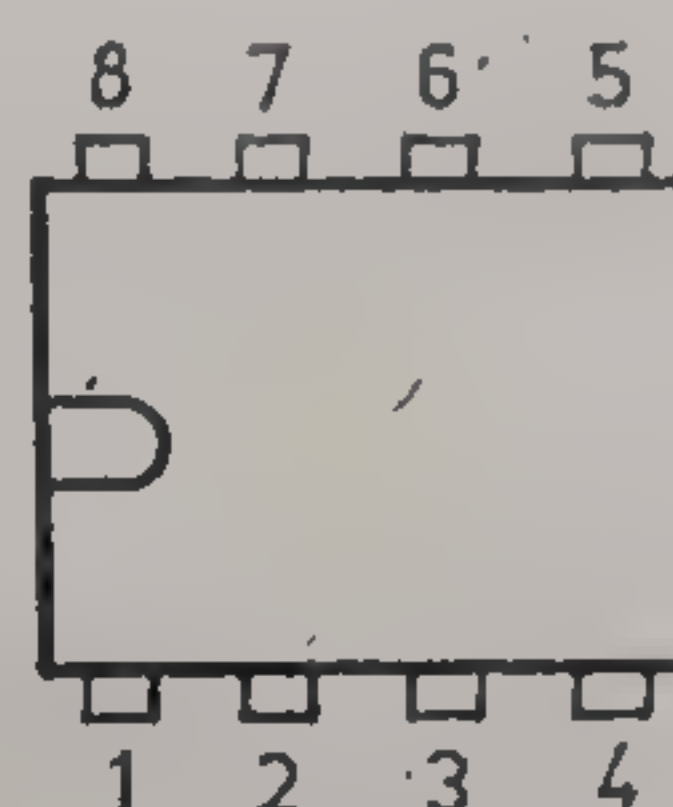
Tensiunea maximă de alimentare	+10 V ... +32 V
Curentul maxim de ieșire	200 mA
Tensiunea maximă pe terminalul CONTROL	V^+
Gama temperaturilor de funcționare	$-20^\circ\text{C} \dots 70^\circ\text{C}$
Temperatura maximă a joncțiunii	$+125^\circ\text{C}$
Temperatura de stocare	$-25^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$
Puterea disipată maximă TBA 315E	500 mW
TBA 315N	300 mW

Tabelul 7.1 (continuare)
TBA 315

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

TBA315E

TBA 315N

capsula TO 116
vedere de suscapsula MP 48
vedere de sus

TO 116

MP 48

3

1 IESIRE OSCILATOR

4

2 CONTROL

5

3 Neconectat

6

4 Masă

9

5 IESIRE (de putere)

10

6 V^+ alimentare

11

7 12/24

12

8 INTRARE OSCILATOR

Notă. Terminalele 1, 2, 7, 8, 13, 14 ale capsulei TO 116 sînt neconectate

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$ și $V^+ = 12\text{ V}$, dacă nu se specifică altfel)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de alimentare	I^+	$V^+ = 15\text{ V}$, $R_L = \infty$	3,5	10	18	mA
Curentul de intrare al oscilatorului cînd ieșirea este în starea V_{OH}	$-I_{IR}$				1	μA
Curentul de intrare al oscilatorului pentru ca ieșirea să fie în starea V_{OL}	I_I		10			μA
Tensiunea de saturație la ieșire	V_{Osat}	$I_O = 175\text{ mA}$			1,5	V
Frecvența de oscilație (Nota 1)	f_0	$V_{CONTROL}$ 0 ... 1,4 V 1,6 V ... 4 V 8V ... V^+ (nu oscilează)		f_0 2,1 f_0		
Factorul de umplere (durata de conducție/perioadă)		$V_{CONTROL}$ 0 ... 1,4 V 1,6 V ... 4V	0,4 0,45	0,45 0,52	0,6 0,65	

Nota 1. Frecvența de oscilație este dată de relația $f_0 = 800/RC$ [Hz] unde $R = 1\text{ k}\Omega$... $120\text{ k}\Omega$, iar C este în μF . Relația este valabilă pentru $f_0 \leq 4\text{ kHz}$.

Tabelul 7.1 (continuare)

TBA 315

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$ și $V^+ = 24\text{ V}$ dacă nu se specifică altfel)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de alimentare	I^+	$V^+ = 25\text{ V}; R_L = \infty$	7	14	25	mA
Curentul de intrare al oscilatorului când ieșirea este în starea V_{OH}	$-I_{IR}$				1	μA
Curentul de intrare al oscilatorului pentru ca ieșirea să fie în starea V_{OL}	I_I		10			μA
Tensiunea de saturație la ieșirea de putere (Nota 2)	V_{Osat}	$I_0 = 100\text{ mA}$		1,5		V
Frecvența de oscilație (Nota 3)	f_0	$V_{CONTROL}$ 0 ... 2,8 V 3,2 V ... 4,5 V 8 V ... V^+ (nu oscilează)		f_0 2,1 f_0		
Factorul de umplere (durata de conducție/perioadă)		$V_{CONTROL}$ 0 ... 2,8 V 3,2 V ... 4,5 V		0,45 0,52		

Nota 2. Măsurătoarea se face în impulsuri, cu durata de maximum 10 ms. În schema de aplicație concretă se va face calculul disipației în funcție de $R_{th, j-a}$ a capsulei folosite.

Nota 3. Frecvența de oscilație este dată de relația $f_0 = 800/RC$ [Hz] unde $R = 1\text{ k}\Omega$... $120\text{ k}\Omega$ iar C este în μF . Relația este valabilă pentru $f_0 \leq 4\text{ kHz}$.

Notă generală. Parametrii electrici indicați în tabelul 7.1 sînt măsurați cu circuitul de test din figura 7.9.

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambient	$R_{th, j-a}$	TBA 315-E	200 $^\circ\text{C/W}$
		TBA 315N	250 $^\circ\text{C/W}$

7.3.2. Măsurări la fabricant

Parametrii statici și dinamici prezentați în tabelul 7.1 sînt măsurați și garanțați de către IPRS-BĂNEASA pentru fiecare circuit integrat. Schema electrică de măsură prezentată în figura 7.9 pilotată de calculator permite măsurarea automată a parametrilor electrici de catalog. Sistemul permite măsurarea completă a circuitului în vederea asigurării bunei funcționări la utilizator. Prin măsurători complexe se înțelege un șir de măsurători (teste) neprezentate în foaia de catalog și care se fac în scopul caracterizării complete a circuitului. Astfel se mai măsoară:

• tensiunea pe terminalul 12/24, fapt ce atestă existența legăturii interne (a conexiunii) între terminal și plătul circuitului. Valoarea tensiunii pe acest terminal este cuprinsă între 8,7 ... 9,9 V, pentru $V^+ = 12\text{ V}$;

- valoarea tensiunii V_{OL} la ieșirea oscilatorului;
- valoarea tensiunii V_{OH} la ieșirea oscilatorului;
- tensiunea BV_{CER} a tranzistorului de ieșire din etajul de putere, la un curent specificat injectat în colector.

7.3.3. Măsurători la utilizator

Compatibilitatea terminalelor capsulei cu 8 terminale — *TBA 315N* cu capsula cu 14 terminale — *TBA 315 E* — este prezentată sugestiv în schema de test din figura 7.9; din acest motiv, în continuare schemele de aplicații vor fi date numai pentru varianta *TBA 315 N*.

Realizarea de către utilizator a montajului din figura 7.10 permite verificarea rapidă a funcționării circuitului *TBA 315*.

a. Parametri statici

• Curentul de alimentare: se întrerupe bucla de reacție și se deconectează sarcina. În aceste condiții cu ajutorul unui miliampermetru se citește valoarea curentului de alimentare, care rezultă tipic în gama 3...15 mA.

• Se verifică tensiunea pe terminalul 12/24 după ce acesta a fost deconectat de la sursă (V^+). Trebuie să se obțină o valoare cuprinsă în gama 8,7...9,9 V.

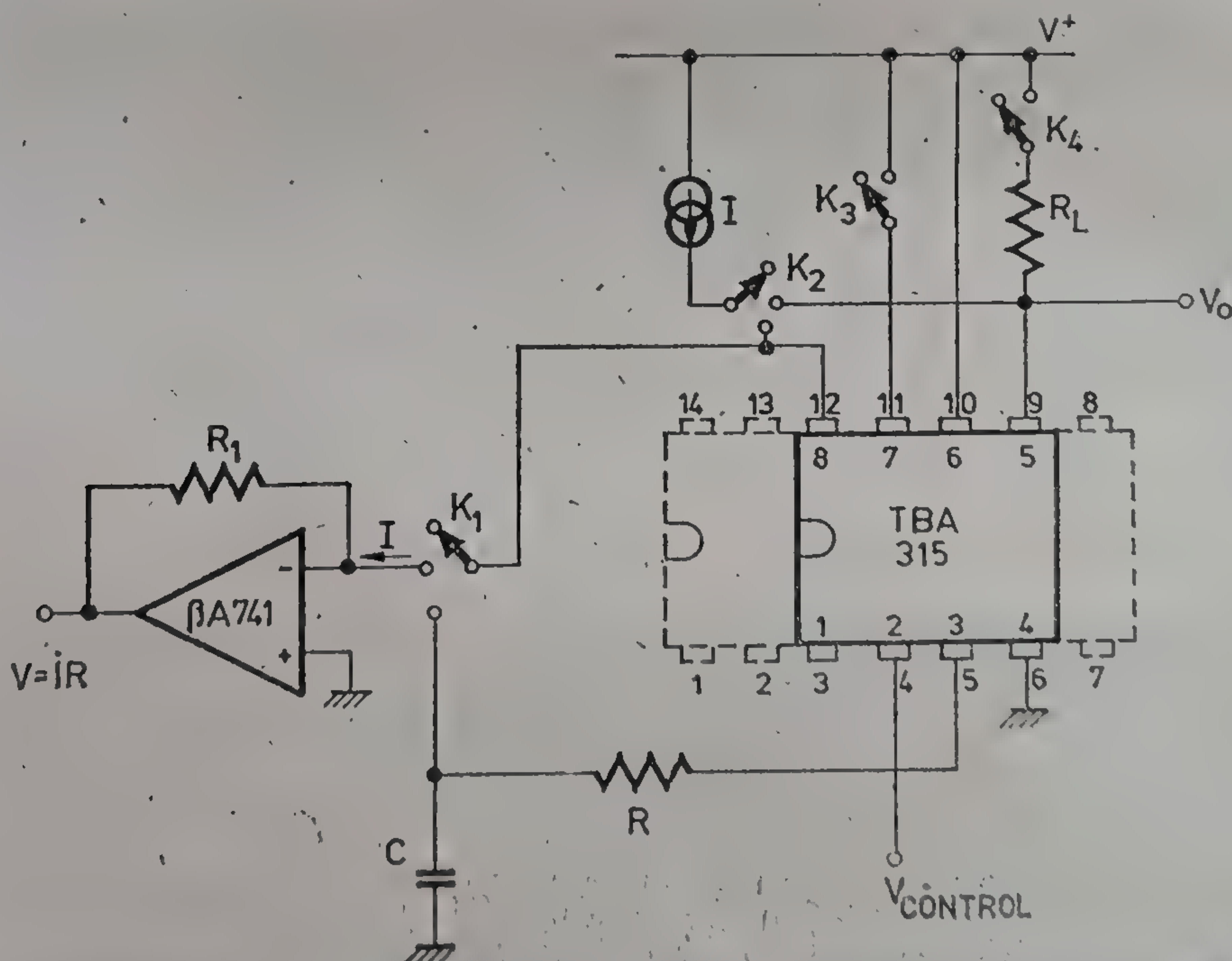


Fig. 7.9. Schema circuitului utilizat pentru măsurarea parametrilor circuitului integrat *TBA 315*.

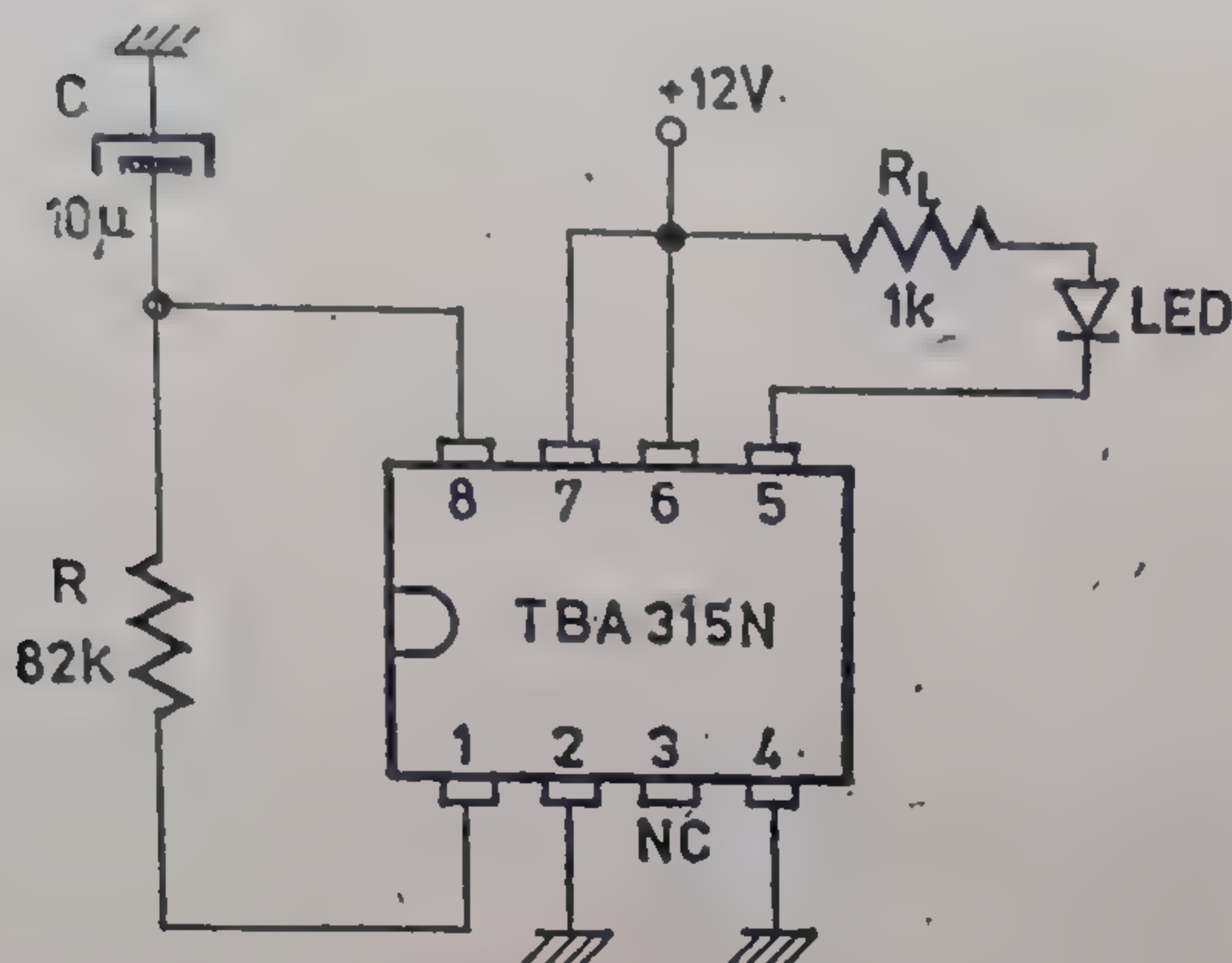


Fig. 7.10. Schema unui circuit simplu utilizat pentru testarea rapidă a circuitului TBA 315.

- Dioda integrată de protecție (pentru sarcini inductive) poate fi verificată cu ajutorul unui ohmetru.

b. Parametri dinamici

Schema din figura 7.10 are o frecvență de oscilație de aproximativ 1 Hz. Oscilația este pusă în evidență de dioda luminescentă (LED). În locul diodei luminescente și a rezistenței de limitare se poate lega în circuit un bec de automobil de 12 V/2 W. Vizualizând semnalul pe terminalul 5 se poate măsura:

- tensiunea de saturație (pentru becul de 12 V/2W $I_o \simeq 166$ mA).
- frecvența oscilației;
- factorul de umplere.

Montajul se poate complica aplicând tensiuni continue pe terminalul CONTROL (după ce acesta a fost deconectat de la masă) pentru a se verifica funcționarea în regim de $2f_0$ și respectând posibilitatea de a bloca oscilațiile.

7.4. Aplicații

Circuitul integrat TBA 315 — temporizator integrat de putere — permite realizarea imediată de generatoare de impulsuri cu frecvență reglabilă și factor de umplere constant sau reglabil, cu timp de conducție reglabil, cu timp de blocare reglabil.

Pentru aplicații în domeniul auto se recomandă protejarea circuitului integrat cu o diodă Zener cu tensiunea de străpungere cuprinsă între 17 V ... 30 V, în funcție de tensiunea bateriei autovehiculului, întrucât la deconectarea accidentală a bateriei (în timpul funcționării motorului) apar supratensiuni ce conduc la distrugerea circuitului integrat. Deoarece numai etajul de putere (Q_{19} , Q_{20}) și stabilizatorul de tensiune sînt proiectate să suporte tensiuni mari (30 V), pe terminalele IEȘIRE OSCILATOR, INTRARE OSCILATOR și CONTROL se vor evita impulsuri parazite de tensiuni mari. Se recomandă legarea unei capacități de $1,5 \mu F$ pe terminalul IEȘIRE OSCILATOR și un

- grup de filtraj RC (dacă este cazul) pe terminalul de control — valoarea rezistenței din grupul RC va fi de ordinul sutelor de ohmi iar capacitatea de circa $0,1 \mu F$.

7.4.1. Frecvență reglabilă, factor de umplere constant

În figura 7.11 se prezintă un generator de impulsuri cu frecvență reglabilă și factor de umplere constant. Frecvența de oscilație se calculează cu relația aproximativă:

$$f = \frac{800}{R[k\Omega] C [\mu F]} [Hz].$$

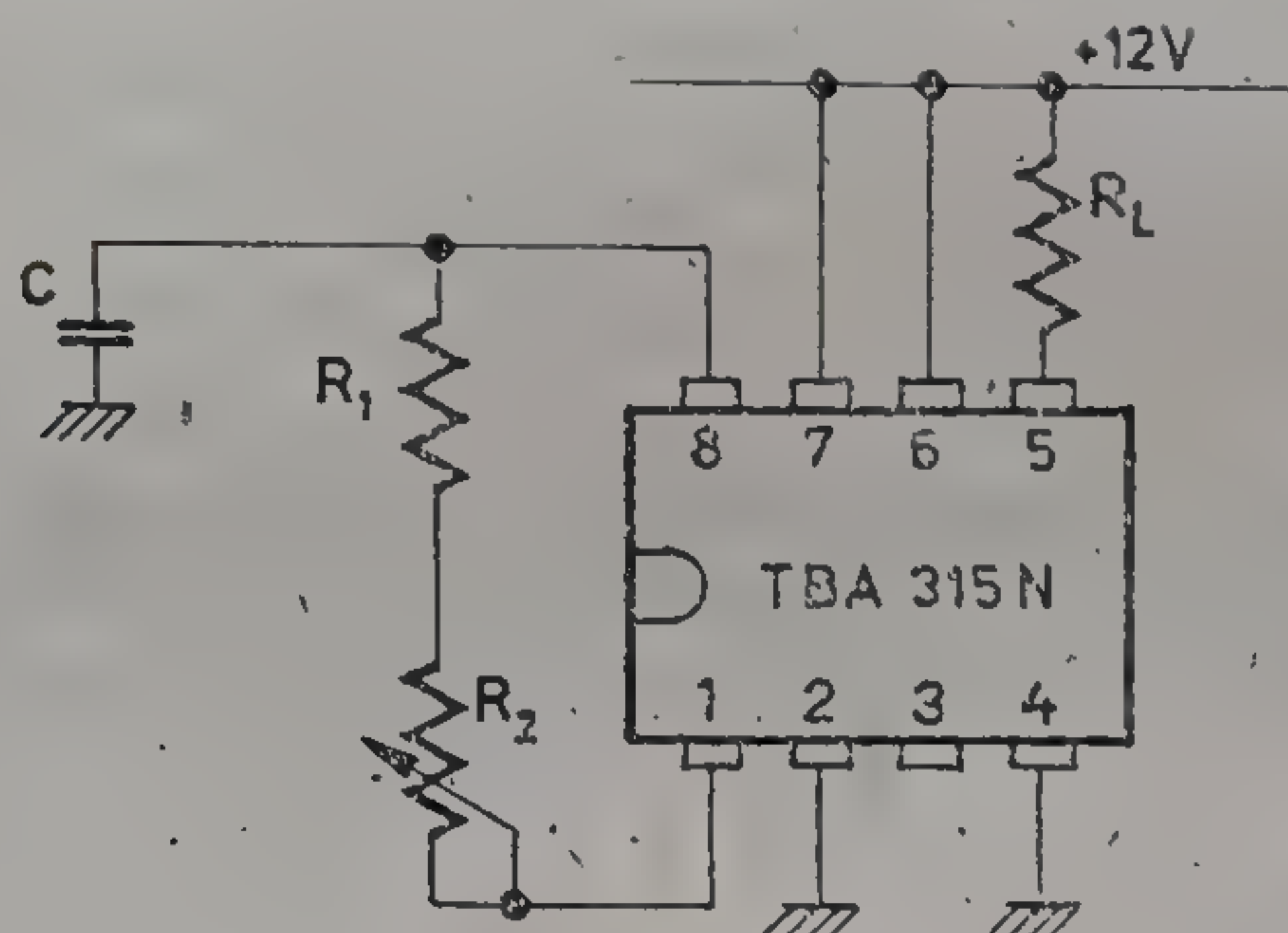


Fig. 7.11. Generator de impulsuri dreptunghiulare cu frecvență reglabilă și cu factor de umplere constant.

deoarece terminalul *CONTROL* este legat la masă. Rezistența R_1 este de ordinul a $1 k\Omega$ și protejează etajul de intrare al oscilatorului atunci când $R_2 = 0$.

● Factor de umplere reglabil

Dacă pe ramura de reacție se leagă grupul $R_1 D_1$ și $R_2 D_2$ ca în figura 7.12 se obține un generator de impulsuri cu *factorul de umplere reglabil*. Ramura formată din condensatorul C , dioda D_1 și rezistența R_1 determină durata de descărcare a condensatorului C , deci valoarea intervalului T_2 (vezi figura 7.5), iar ramura C , D_2 , R_2 durata de încărcare lui C , deci valoarea intervalului T_1 (vezi figura 7.5). Factorul de umplere, $T_2/(T_1 + T_2)$, este dat cu bună aproximație de $R_2/(R_1 + R_2)$. Deoarece suma $R_1 + R_2$ este constantă frecvența de oscilație nu depinde de valoarea factorului de umplere.

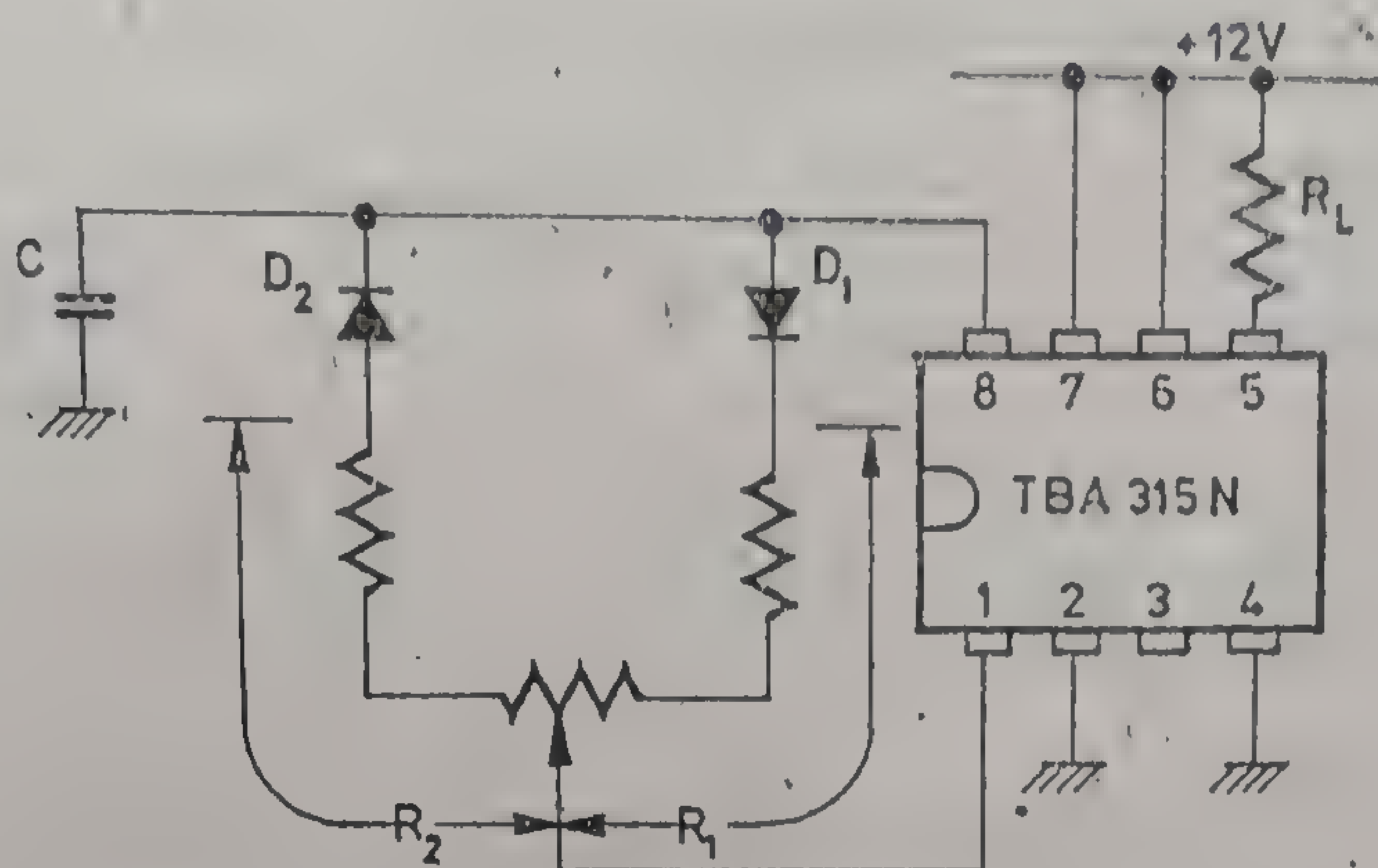


Fig. 7.12. Generator de impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere reglabil.

• Timp de blocare reglabil

Schema din figura 7.13 reprezintă un generator de impulsuri dreptunghiulare căruia i se poate regla *durata de blocare* (T_1 în figura 7.5). Într-adevăr descărcarea condensatorului se face prin R_1 , D_1 și tranzistorul Q_{18} din circuitul integrat. Cum R_1 este constant rezultă că timpul de descărcare este practic determinat de CR_1 . Încărcarea condensatorului se face prin R_2 și R_1 , dioda D_1 fiind blocată. Reglarea duratei de blocare se realizează cu ajutorul potențiometrului R_2 .

Frecvența de oscilație este dependentă de reglajul duratei de blocare.

• Timp de conducție reglabil

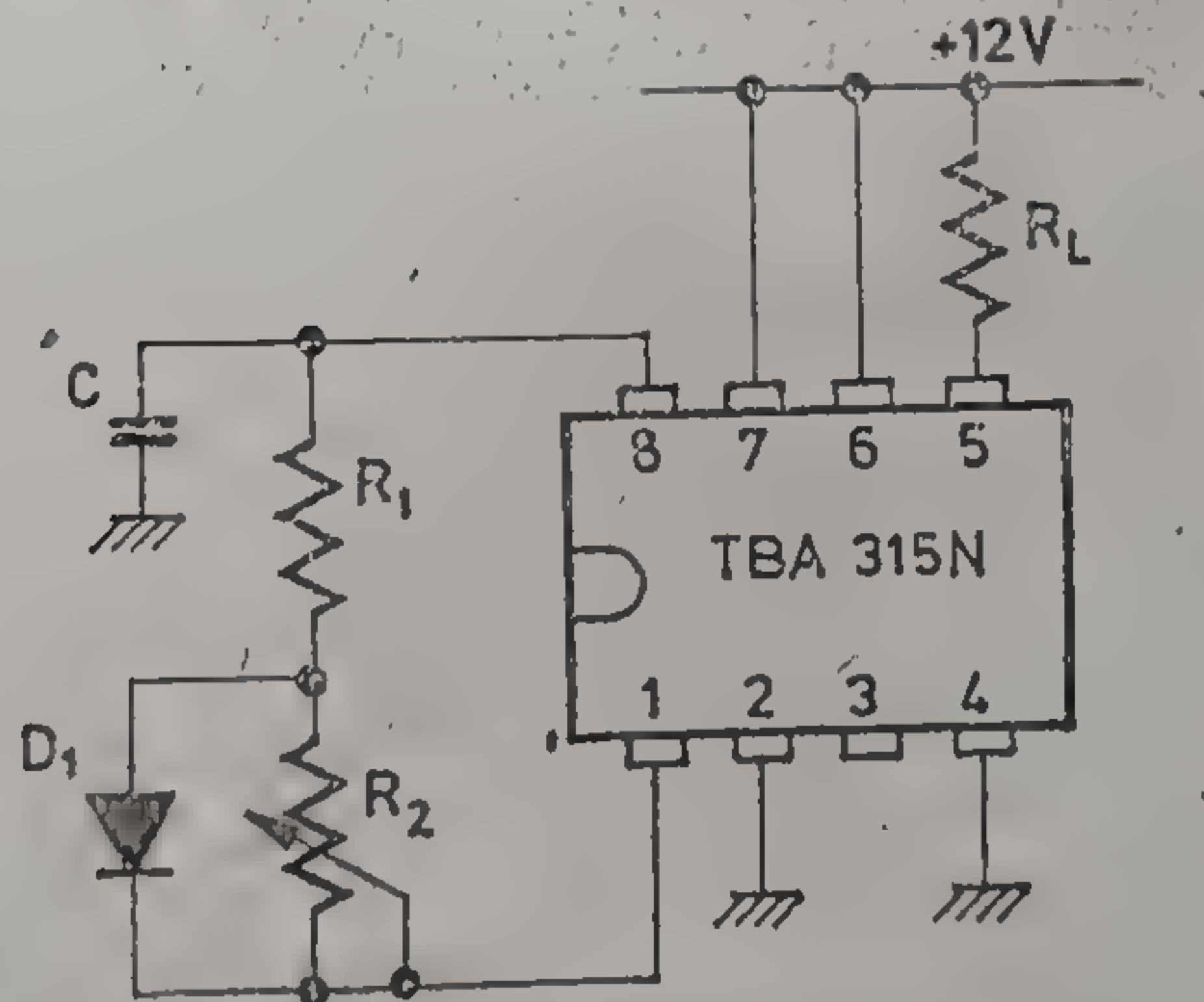


Fig. 7.13. Generator de impulsuri dreptunghiulare cu timp de blocare reglabil.

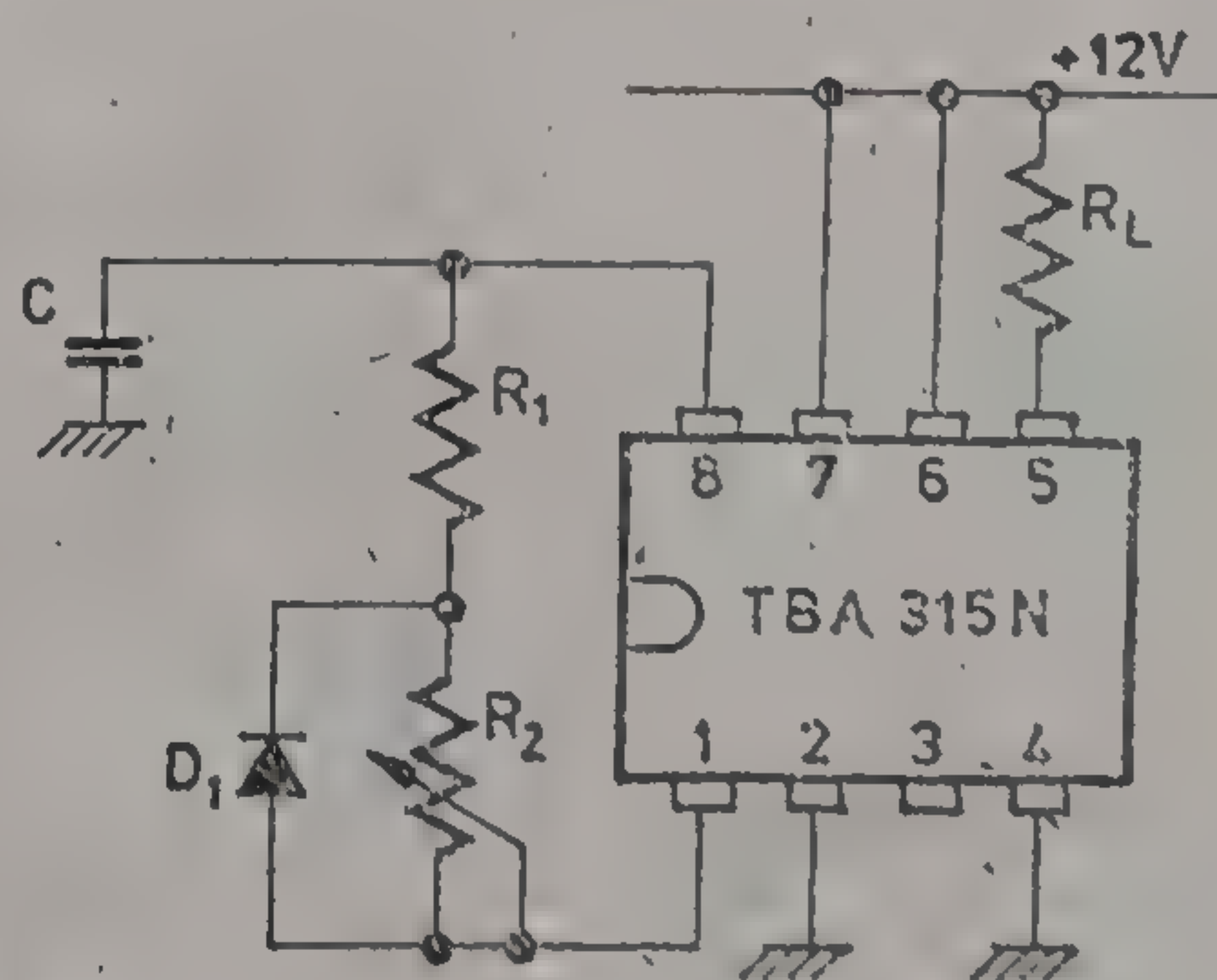


Fig. 7.14. Generator de impulsuri dreptunghiulare cu timp de conducție reglabil.

Dacă se inversează dioda D_1 se obține montajul din figura 7.14 la care durata de conducție este reglabilă din potențiometrul R_2 .

Frecvența de oscilație este dependentă de reglajul duratei de conducție.

7.4.2. Relec de semnalizare a schimbării direcției de mers pentru autovehicule

Releul de semnalizare a schimbării direcției de mers pentru autovehicule a cărui schemă este dată în figura 7.15 constituie o primă aplicație a circuitelor integrate în industria de autovehicule. El înlocuiește cu succes varianta mecanică cu fir de nichelină a semnalizatoarelor actuale.

Alimentarea se face prin cheia de contact. Dioda Zener DZ și condensatorul C_2 formează un circuit de protecție pe alimentare. Frecvența de oscilație este determinată de grupul RC :

$$f \approx \frac{800}{5,6 \times 100} \approx 1,43 \text{ Hz.}$$

Condensatorul C_1 este de deparazitare și asigură funcționarea „liniștită” a oscilatorului. Terminalul $CONTROL$ este legat prin rezistența R_1 la tensiunea bateriei, deci oscilatorul este blocat și releul REL nu este acționat. Dacă maneta de semnalizare a direcției, S_1 , este mișcată spre dreapta sau spre stînga, terminalul $CONTROL$ este legat la masă prin rezistența filamentului rece al becurilor. În acest moment circuitul basculează din starea V_{OH} în V_{OL} iar releul REL devine activ, contactele sale scurtcircuitează rezistența R_1 și aplică tensiunea bateriei pe filamentul becurilor și terminalul $CONTROL$.

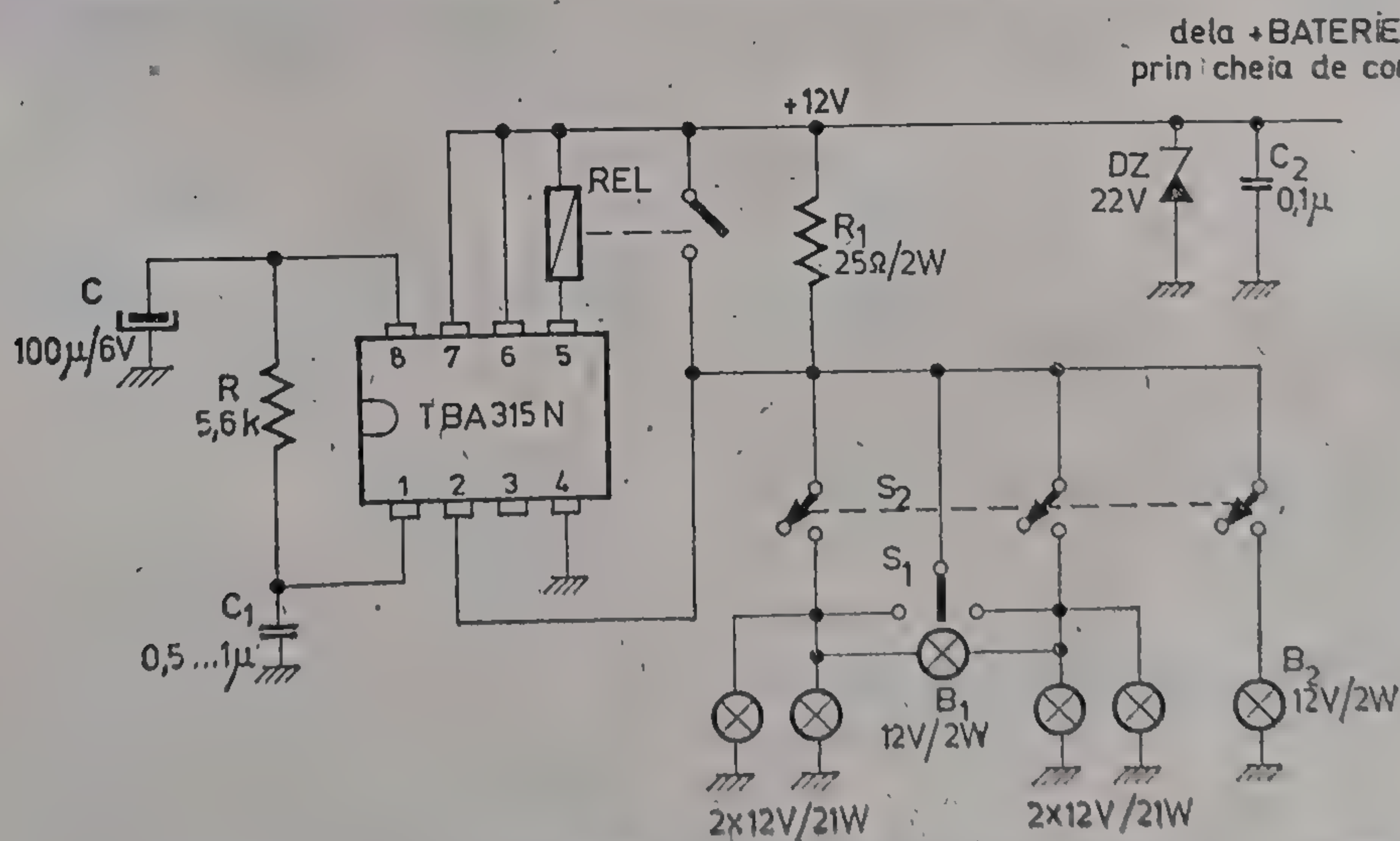


Fig. 7.15, Circuit pentru semnalizarea schimbării direcției de mers pentru autovehicule (variante clasică).

Deoarece terminalul *CONTROL* este legat acum la $+V_{BAT} = 12\text{ V} > 8\text{ V}$ iar ieșirea circuitului este în stare V_{OL} , etajul de blocare (vezi paragraful 7.2.5) întârzie blocarea oscilatorului până în momentul în care ieșirea oscilatorului trece în V_{OH} . În momentul în care ieșirea trece în V_{OH} releul revine în repaus și becurile se sting. Terminalul *CONTROL* fiind legat la masă prin maneta S_1 și filamentul becurilor ciclul se repetă, atât timp cât maneta de semnalizare a schimbării direcției de mers este în poziția dreapta sau stînga.

Rezistența R_1 este astfel aleasă încît atunci cînd unul din filamentele becurilor (față sau spate) se arde, divizorul format din R_1 și rezistența filamentului unuia din becuri aplică pe terminalul *CONTROL* o tensiune mai mare de 1,6 V, fapt ce duce la dublarea frecvenței de oscilație (aproximativ 3 Hz). Deci, schimbarea frecvenței de oscilație indică șoferului că unul din cele 2 becuri de semnalizare este ars.

La întreruperea ambelor filamente de pe o parte (de exemplu „dreapta”) semnalizatorul nu va mai funcționa deloc deoarece pe terminalul *CONTROL* se aplică tot timpul tensiunea bateriei. Dacă schimbăm maneta pe poziția „stînga” funcționarea se reia în mod normal, evident dacă becurile de pe partea stîngă sînt în stare bună.

Becul notat cu B_1 este „becul martor” de la bordul automobilului.

Întrerupătorul S_2 permite funcționarea în regim de „avarie”, caz în care toate cele 4 becuri se aprind intermitent tot cu frecvența de 1,4 Hz. Acest regim de lucru este semnalizat la bordul automobilului de către becul B_2 .

Performanțele tipice ale acestui „releu” de semnalizare sînt următoarele:

- timp mort la pornire : 0,3 s;
- prima aprindere: 1 s;
- frecvența pentru 2 sau 4 becuri: 1,4 Hz;
- frecvența pentru un bec: 3 Hz.

Observație. Contactele releului *REL* trebuie să permită trecerea unui curent în impulsuri cu intensitatea de circa 7 A.

În figura 7.16 este prezentată o variantă modernizată (*OLTCIT*) a releului de semnalizare, fabricată de *ELECTROPRECIZIA-SĂCELE*.

Funcționarea de principiu este identică cu cea a montajului anterior. Deosebirea constă în faptul că „becul martor” de la bord este comandat prin intermediul unui releu „reed”. Releul „reed” este acționat prin cîmpul magnetic creat de o bobină parcursă de curentul consumat de becușile de semna-

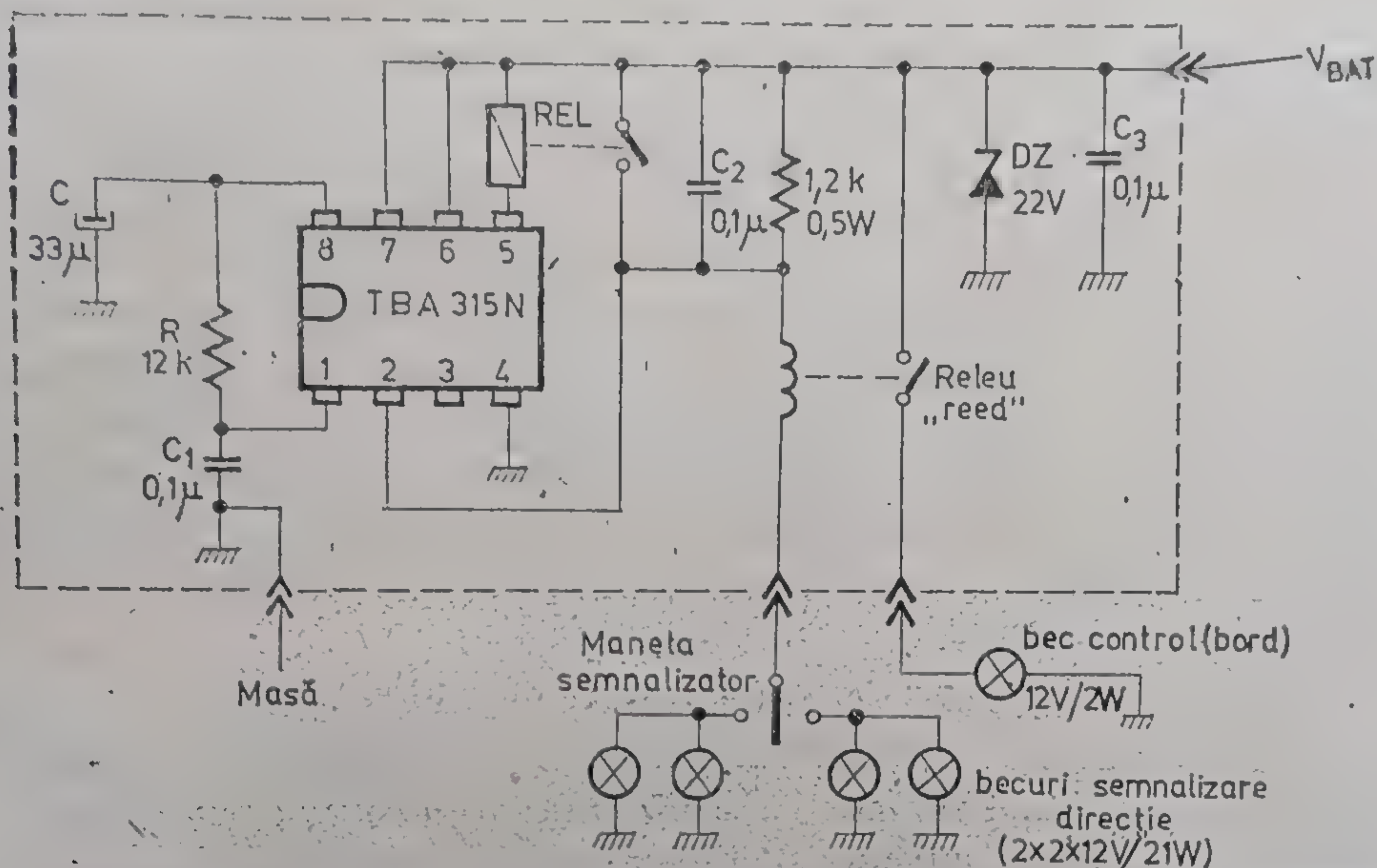


Fig. 7.16. Circuit pentru semnalizarea schimbării direcției de mers pentru autovehicule (ELECTROPRECIZIA SĂCELE).

lizare. De observat că în cazul întreruperii unui filament, frecvența de oscilație nu se schimbă. Defecțiunea este semnalizată la bord prin *becul de control* care, în acest caz nu se aprinde.

7.4.3. Comanda temporizată a ștergătoarelor de parbriz

Schema din figura 7.17 realizează comanda temporizată a ștergătoarelor de parbriz pentru autoturismul *DACIA 1300*. Schema derivă din montajul prezentat în figura 7.14.

Dioda Zener *DZ* și condensatorul C_2 protejează circuitul la supratensiuni pe alimentare iar condensatorul C_1 realizează depăzirea oscilatorului.

La închiderea comutatorului K_1 terminalul *CONTROL* fiind legat la masă, ieșirea este în starea V_{OH} . Tranzistorul T_1 este deschis și releul *REL* acționat. Contactul releului (K_3) aplică tensiunea bateriei pe borna *31b* a comutatorului ștergătoarelor de parbriz. În poziția de repaus, terminalul *31b* al comutatorului este în contact cu înfășurarea de viteză mică a motorului. Odată cu mișcarea rotorului, cama care este solidară cu axul motorului mută contactul K_2 și alimentează motorul prin contactul $K_3 - 31b -$ înfășurarea de viteză mică a motorului. Rezultă că circuitul integrat — prin intermediul releului *REL* și a contactului K_3 — doar „pornește” motorul, funcționarea fiind preluată de camă prin contactul K_2 . Pentru a asigura un impuls de durată scurtă dar totuși suficient de lung pentru ca motorul prin intermediul camei

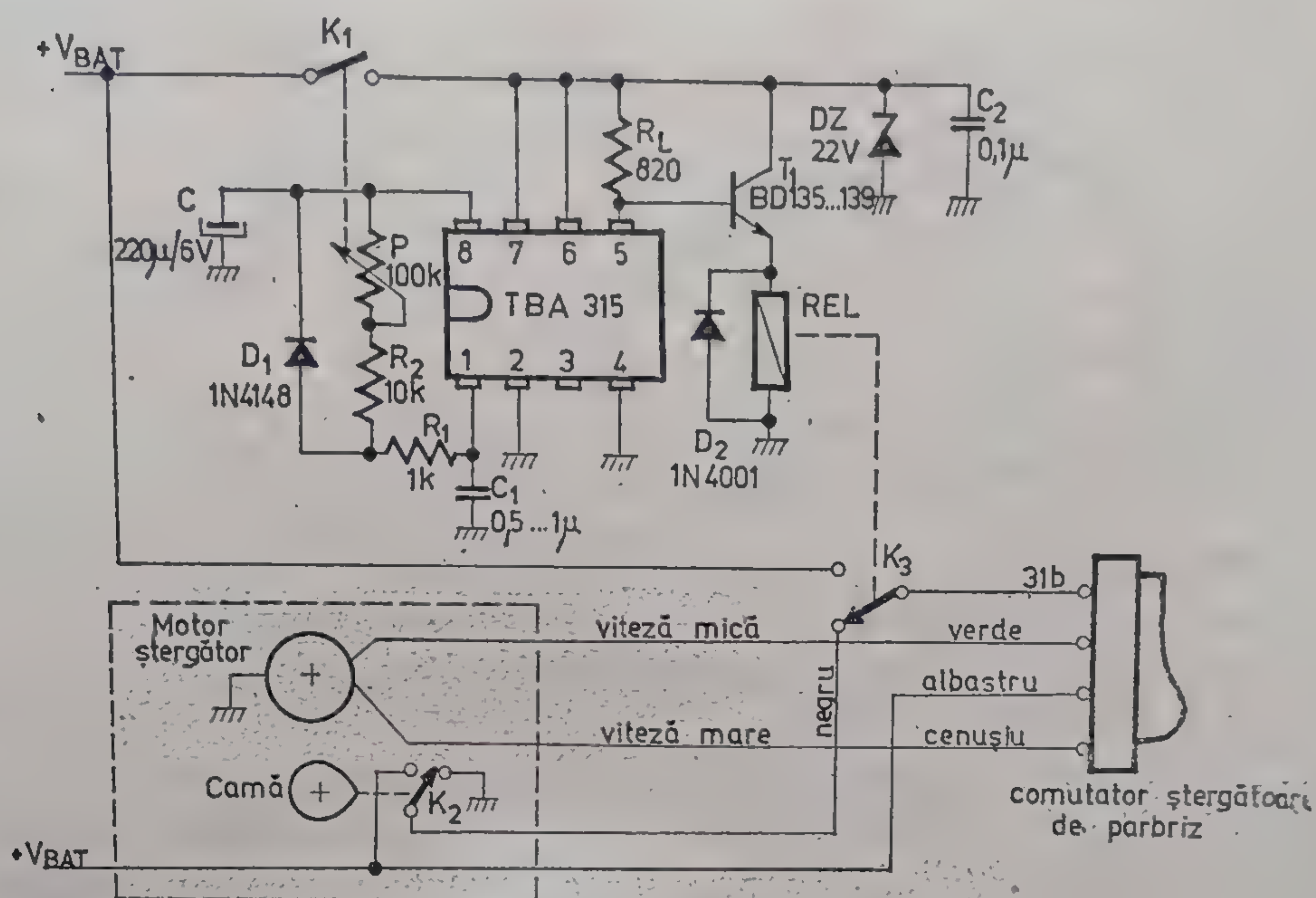


Fig. 7.17. Comanda temporizată a ștergătoarelor de parbriz la DACIA 1300μ. — varianta cu releu.

să „miște” contactul K_2 , se alege convenabil valoarea constantei de încărcare a condensatorului C care este determinată de rezistența R_1 și rezistența diodei D_1 . Valoarea rezistenței R_1 poate fi aleasă între $1\text{ k}\Omega \dots 2,2\text{ k}\Omega$ în funcție de constanta mecanică a ansamblului motor-camă.

Descărcarea condensatorului C se face prin potențiometrul P , și rezistențele R_2 și R_1 . Durata stării V_{OL} este deci reglabilă în limitele determinate de valoarea rezistenței $R_1 + R_2$ și $R_1 + R_2 + P$ din bucla de reacție. Pe această durată tranzistorul T_1 este blocat și deci releul REL nu este activ. Rezistența R_2 se alege în funcție de durata cursei ștergătoarelor (o cursă completă stînga-dreapta) și determină timpul minim între două acționări. Valoarea maximă a rezistenței de descărcare stabilește timpul maxim dintre două acționări.

Pentru valorile componentelor din figura 7.17 durata între două acționări este reglabilă în domeniul $4 \dots 30$ secunde.

Contactele releului trebuie să asigure trecerea unui curent în impulsuri egal cu valoarea curentului de pornire a motorului. Dioda D_2 realizează protecția la supratensiuni.

Schema permite acționarea ștergătoarelor de parbriz din comutatorul ștergătoarelor chiar în timpul funcționării temporizate.

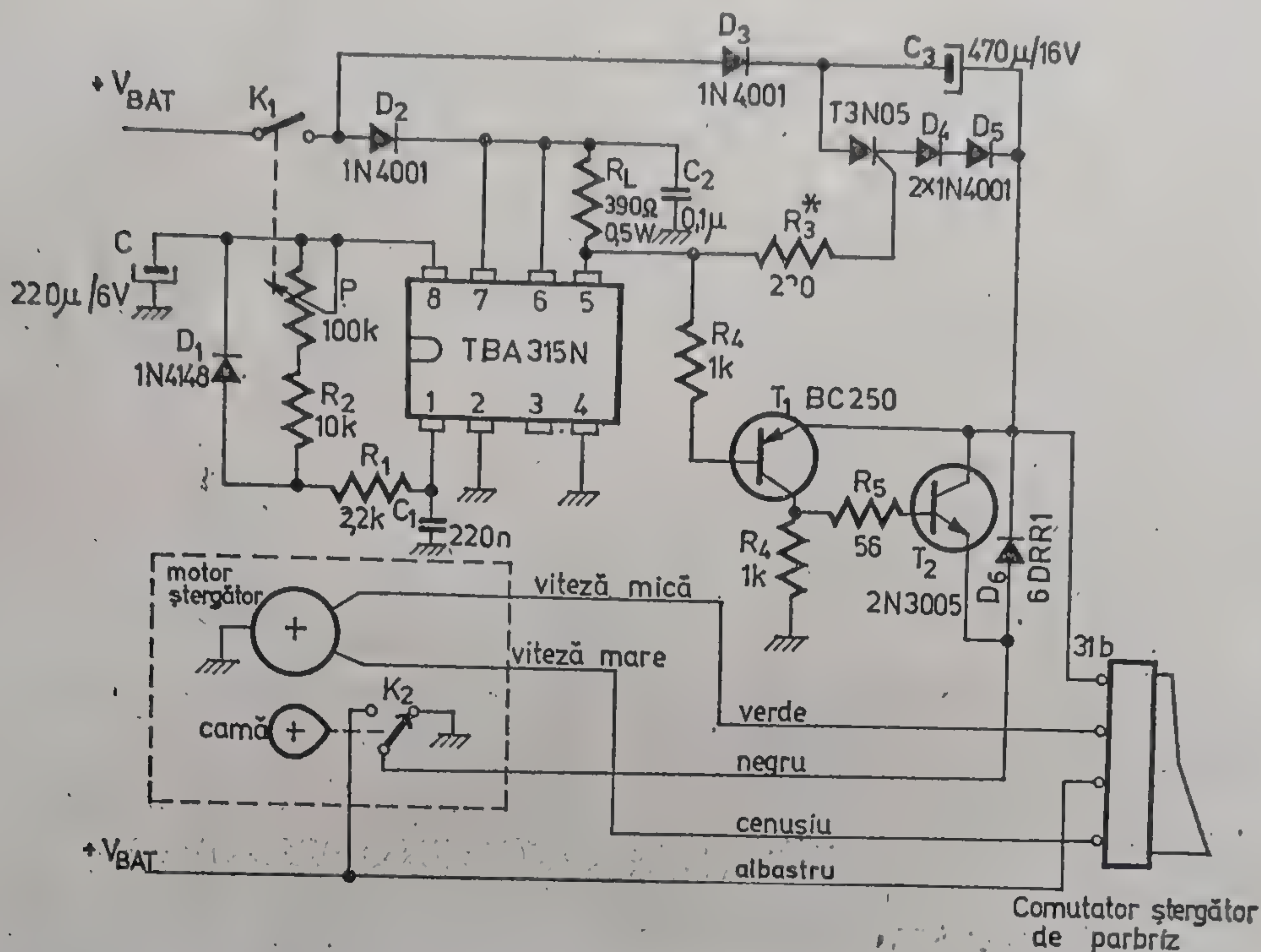


Fig. 7.18. Comanda temporizată a ștergătoarelor de parbriz la DACIA 1300 — varianta cu tiristor.

La pornirea temporizatorului, timpul mort este determinat de partea mecanică. Practic ștergătoarele își încep cursa simultan cu răsucirea întrepunătorului acționat de axul potențiometrului P .

● În varianta prezentată în figura 7.18 releul este înlocuit cu un tiristor și cu un tranzistor de putere.

La pornire, se închide comutatorul K_1 , pe poarta tiristorului apare un impuls pozitiv care deschide tiristorul; curentul trece prin D_4 , D_5 , comutator ștergătoare, spre înfășurarea de viteză mică a motorului ștergătoarelor de parbriz. Motorul începe să se rotească și acționează cama, care schimbă poziția contactului K_2 , astfel că tensiunea $+V_{BAT}$ se aplică prin K_2 , D_6 , comutator ștergătoare, motorului.

Impulsul generat de ieșirea circuitului integrat are o durată scurtă astfel că ieșirea trece în V_{OL} , ceea ce face ca tranzistorul T_1 (pnp) să se deschidă. După o rotație completă a camei, contactul K_2 revine și leagă la masă emitorul tranzistorului T_2 (de putere). Tranzistorul T_2 se deschide și tensiunea pe înfășurarea motorului devine egală cu $V_{CE sat}$.

Tiristorul $T3N05$ se închide în momentul în care comutatorul K_2 trece de pe poziția de repaus (masă) spre contactul V_{BAT} . În acest moment tiristo-

rul este practic scurtcircuitat de contactul K_2 și curentul prin tiristor devine egal cu zero.

Deschiderea tiristorului este determinată de curentul de poartă. Curentul de poartă este definit de valoarea tensiunii bateriei V_{BAT} și rezistențele R_L , R_3 . Valoarea rezistenței R_3 se alege în funcție de curentul de poartă al tiristorului și tensiunea minimă a bateriei de alimentare.

Diodele D_3 , D_4 , D_5 sînt din seria 1N4000, ele fiind parcurse de curentul de pornire a motorului. Pentru acest tip de diode curentul direct de vîrf repetitiv este de 10 A. Dioda D_6 este parcursă de curentul de regim al motorului (viteză mică) pe toată durata cursei ștergătoarelor de parbriz. Acest curent are o valoare de circa 4 A. Din acest motiv dioda D_6 este de tipul 6DRR1.

7.4.4. Automat de scară — figura 7.19

La acționarea butonului de aprins lumina de pe scară tensiunea rețelei se aplică pe transformatorul TR . Terminalul $CONTROL$ fiind legat la masă, ieșirea oscilatorului stă în V_{OH} , tranzistorul T_1 este deschis și releul REL își închide contactele, realizînd prin K_1 funcția de automenținere iar prin K_2 aprinderea becurilor de pe scară. Condensatorul C se încarcă prin R_2 , R_3 , R_4 . Funcționarea circuitului se bazează pe regimul tranzitoriu de pornire, descris în paragraful 7.2.2. Durata aprinderii becurilor se reglează din R_2 . Suma rezistențelor R_2 , R_3 , R_4 nu se recomandă să depășească 120 k Ω .

Cu valorile din schemă se obțin durate de ordinul a 1...2 minute.

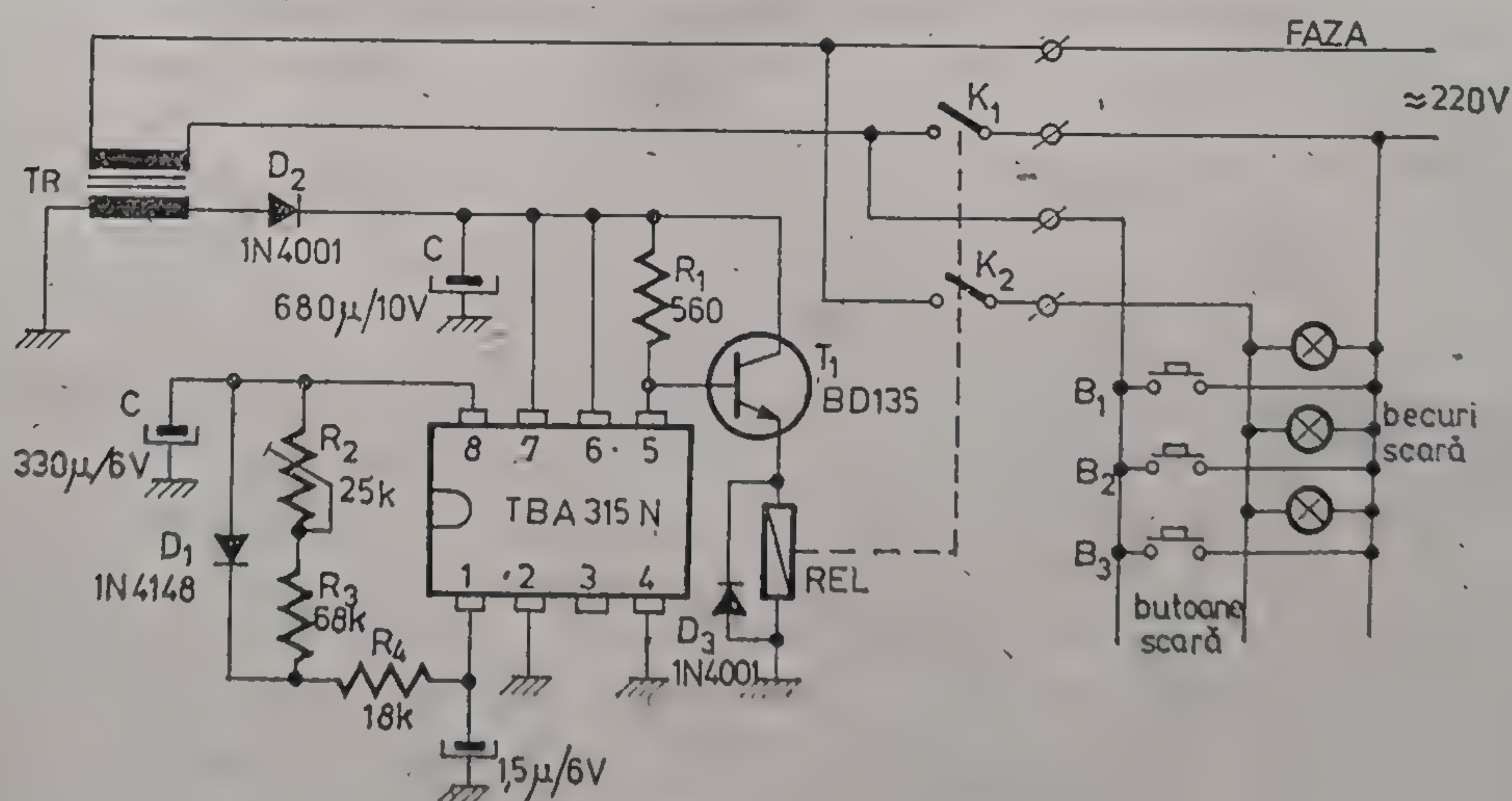


Fig. 7.19. Automat de scară.

Avantajul schemei constă în funcționarea sigură și silențioasă a automatului.

Contactele releului, *REL*, se vor alege în funcție de numărul de becuri și puterea lor. Dioda D_3 în paralel cu bobina releului realizează protecția la supratensiuni. Tranzistorul T_1 poate fi orice tranzistor *npn* ce asigură curentul prin bobina releului. Transformatorul, *TR*, este de tip sonerie cu secundarul rebobinat astfel încât tensiunea de alimentare obținută după redresare să asigure funcționarea circuitului integrat și a releului.

7.4.5. Circuit de avertizare cu temporizare la pornire — figura 7.20

La acționarea contactului *K* circuitului i se aplică tensiunea de alimentare. Terminalul *CONTROL* este legat la tensiunea de alimentare prin condensatorul C_1 (inițial descărcat). Încărcarea condensatorului C_1 se face prin rezistența R_1 astfel ca după un timp

$$T \approx 0,4 R_1 C_1 = 0,4 \times 33 \text{ k}\Omega \times 470 \text{ }\mu\text{F} \approx 6 \text{ s}$$

tensiunea pe terminalul *CONTROL* scade sub 8 V și oscilatorul se deblochează începând să oscileze într-o primă perioadă cu o frecvență de aproximativ 2 Hz, iar apoi după ce V_{CONTROL} devine mai mică decât 1,4 V cu o frecvență de aproximativ 1 Hz.

Avertizarea (prin R_L) poate fi optică sau acustică.

După oprirea alarmei (prin deschiderea comutatorului *K*) condensatorul C_1 se descarcă (vezi figura 7.2) prin rezistențele R_3 , R_4 din interiorul circuitului. Durata descărcării este de aproximativ $5(R_3 + R_4) C_1 \approx 20 \text{ s}$.

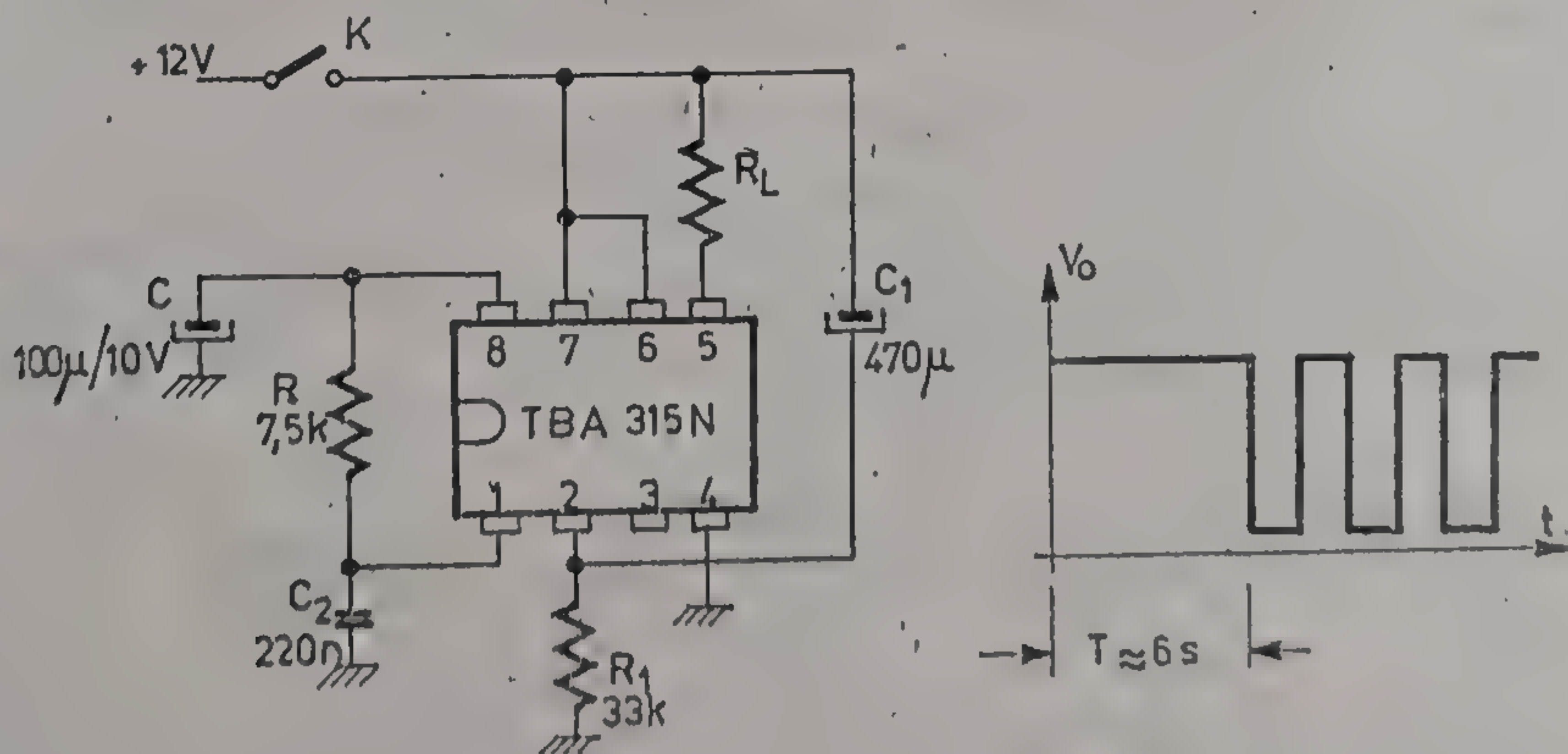


Fig. 7.20. Circuit de avertizare cu temporizare.

7.5. De reținut pentru utilizare

Frecvența de oscilație este dată de relația aproximativă

$$f_0 \approx \frac{800}{R[\text{k}\Omega]C[\mu\text{F}]} [\text{Hz}]$$

valabilă pentru frecvențe $f_0 \leq 4 \text{ kHz}$.

Pentru rezistența R se recomandă valori cuprinse în gama $1 \text{ k}\Omega \dots 120 \text{ k}\Omega$.

Regimurile de funcționare sînt impuse de valoarea tensiunii de pe terminalul *CONTROL*

$$\left. \begin{array}{l} f_0: 0 < V_{\text{CONTROL}} \leq 1,4 \text{ V} \\ 2f_0: 1,6 \text{ V} \leq V_{\text{CONTROL}} \leq 4 \text{ V} \\ \text{BLOCARE: } 8 \text{ V} \leq V_{\text{CONTROL}} \leq V^+ \end{array} \right\} V^+ = 12 \text{ V}$$

$$\left. \begin{array}{l} f_0: 0 < V_{\text{CONTROL}} \leq 2,8 \text{ V} \\ 2f_0: 3,2 \text{ V} \leq V_{\text{CONTROL}} \leq 4,5 \text{ V} \\ \text{BLOCARE: } 8 \text{ V} \leq V_{\text{CONTROL}} \leq V^+ \end{array} \right\} V^+ = 24 \text{ V}$$

Comanda de *BLOCARE* acționează numai dacă ieșirea oscilatorului este în starea V_{OH} . Dacă ieșirea oscilatorului este în starea V_{OL} oscilația continuă pînă în momentul în care ieșirea oscilatorului trece în V_{OH} , după care oscilatorul se blochează. La *IEȘIRE OSCILATOR* se obține $V_A \simeq 6,6 \text{ V}$ iar la *IEȘIRE* V^+ .

Scurtcircuitul între terminalul *IEȘIRE* și terminalul V^+ duce la defec-tarea catastrofică a circuitului.

Inversarea polarității sursei de alimentare conduce la defectarea catas-trofică a circuitului.

Pentru o tensiune de alimentare de $+12\text{ V}$ se recomandă versiunea *TBA 315N* (disipă 300 mW) iar pentru o tensiune de alimentare de $+24\text{ V}$ versiunea *TBA 315E* (disipă 500 mW).

7.6. Alte circuite

Circuitul *TBA 315* este compatibil din punct de vedere funcțional cu circuitele *TAA 775 G* — *ITT INTERMETALL* și *SF. C 606B* — *SESCO-SEM*.

Din punct de vedere constructiv circuitul produs de *IPRS-BĂNEASA* prezintă unele perfecționări importante:

- Tensiunea maximă de alimentare a fost extinsă de la 15 V (*TAA 775 G*) și 18 V (*SF. C 606 B*) la 30 V. În plus s-a modificat — introducându-se terminalul 12/24 — și schema stabilizatorului intern pentru a evita consumul excesiv de curent prin dioda de referință în cazul alimentării la 24 V;
- Tranzistorul de ieșire din *TBA 315* are o capacitate superioară în curent: 200 mA față de 150 mA la celelalte modele;
- Pragul de dublare a frecvenței s-a mărit la *TBA 315* la 1,6 V față de 0,35 V la celelalte modele. În acest fel se elimină o sursă importantă de necazuri generate de un contact de masă imperfect pe care apare o cădere de tensiune parazită mare — situație des întâlnită în autovehicule.
- Analiza puterii disipate de circuit a arătat că utilizarea unei capsule de tip *TABS* cu 8 terminale — ca la circuitele *TAA 775 G* și *SF.C 606 B* este nejustificată pentru *TBA 315*, care este încapsulat fie în capsula de plastic cu 14 terminale fie în capsula de plastic cu 8 terminale.

Aplicațiile pentru *TBA 315*, *TAA 776 G* și *SF. C 606B* sînt identice din punct de vedere principal, deoarece circuitele sînt compatibile funcțional; diferă însă unele valori particulare ale componentelor.

Modificările aduse circuitului *TBA 315* au ca rezultat mărirea ariei de aplicații și creșterea flexibilității în utilizare.

BIBLIOGRAFIE

1. *P. R. Gray și R. G. Meyer. Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*, Editura Tehnică, București, 1983
2. * * * Temporizator de putere *TBA 315*, *IPRS-BĂNEASA*, Notă de aplicație, 1981

I. Seria BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ-INFORMATICĂ-ELECTRONICĂ-MANAGEMENT

- Teme cuprinzătoare reprezentative
- Formalism matematic, cu expunerea concisă, riguroasă, dar accesibilă
- Traduceri de mare notorietate
- Originale ale profesorilor, cercetătorilor, specialiștilor români de prestigiu
- Abordarea multidisciplinară, sistemică

II. Seria PRACTICĂ

- Tematici teoretico-aplicative
- Situații tipice în proiectare, tehnologie
- Material tabelar și grafic
- Îndrumar al activității după criterii metodice și eficiente

III. Seria INIȚIERE

- Informare-instruire în domenii noi ce depășesc pregătirea clasică
- Introduceri adresate specialiștilor; un ciclu separat de ABC-uri pentru cadre medii sau nespecialiști
- Tratarea sugestivă, grafică, cu aparat matematic accesibil
- Sistematizarea preocupărilor ulterioare

IV. Seria AUTOMATICĂ-MANAGEMENT-CĂLCULATOARE (AMC)

- Reflectarea evenimentelor vieții tehnico-științifice: congrese manifestări internaționale etc.
- Ciclu de instruire
- Articole de sinteză originale și traduse, teme cu dezvoltare explozivă
- Abordarea sistematică a celor trei domenii tematice
- Articole cu bibliografii ample, indexabile multiplu
- Auxiliar prețios în pregătirea de cultură tehnică modernă

V. *Colecția* **AUTOMATICĂ-INFORMATICĂ**

- Monografii succinte
- Documentare adâncită, variată
- Teme conturate
- Instrumente de lucru

VI. *Seria* **ELECTRONICA APLICATĂ**

- Profil similar cu colecția anterioară

VII. *Colecția* **RADIO și TELEVIZIUNE**

- Cărți cu volum mic, în tiraj de masă, pentru radioamatori, constructori, automatisti și ciberneticieni.

6338
6340

Lei 29



EDITURA TEHNICĂ